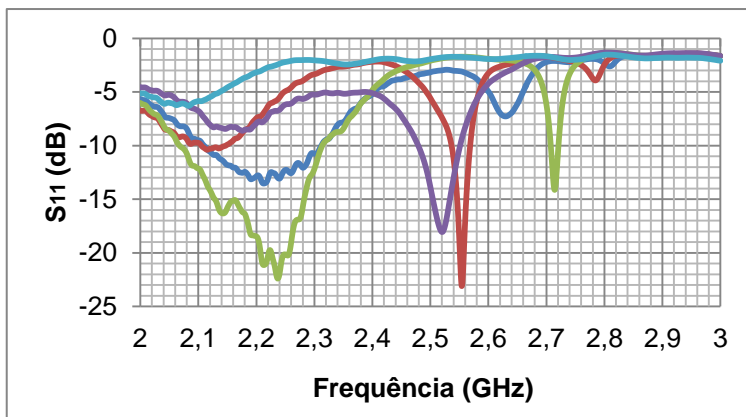




TÉCNICO LISBOA



## PROJETO DE UMA ANTENA PARA CONTROLO *WIRELESS* DE UM ROBOT

Gonçalo Correia Soeiro

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
**Engenharia Eletrotécnica e de Computadores**

**Júri**

Presidente: Professor Doutor Fernando Duarte Nunes

Orientador: Professora Doutora Maria João Marques Martins

Co - Orientador: Professor Doutor José Luís Gonçalves Correia da Mata

Vogal: Professor Doutor Antnio S. Carvalho Fernandes

**Outubro 2012**



## **Agradecimentos**

A dissertação de mestrado surge como o expoente máximo no ciclo de vida académica de um estudante, simbolizando o fim de uma etapa que começara há muitos anos através do ingresso na escola primária.

Ao longo da minha vida várias pessoas foram influentes e tiveram um papel fundamental na minha formação académica e pessoal. Nesta seção agradeço a todas as pessoas que de forma direta ou indireta contribuíram para aquilo que sou hoje.

Iniciarei por agradecer a quem me deu oportunidade de vir ao mundo e me ensinou e educou ao longo de todos estes anos. Passando-me todo o conhecimento que possuíam e permitindo alcançar ainda mais através da entrada no ensino superior militar (Academia Militar).

A todos os meus irmãos e irmãs que sempre me ensinaram, aconselharam e me transmitiram conhecimentos e vivências que me foram muito úteis em todos os níveis. Agradeço a consideração e disponibilidade que sempre demonstraram ao longo destes anos.

A todos os meus amigos e camaradas do curso de entrada da Academia Militar, especialmente aos dos cursos de transmissões, engenharia militar e serviço material que me ajudaram e transmitiram experiências novas ao longo deste últimos anos.

Não esquecendo de agradecer a todos os meus amigos de infância que conheço desde sempre e que sempre me ajudaram ao longo de todos estes anos.

Uma última palavra a todos os professores que me lecionaram aulas. Agradecendo ao Professor Doutor António Joaquim Serralheiro pela disponibilidade que sempre demonstrou e ao senhor António Almeida pelas medições realizadas na câmara anecoica. Um especial agradecimento aos meus orientadores, Professora Doutora Maria João Marques Martins e Professor Doutor José Luís Gonçalves Correia da Mata, por toda a disponibilidade, ajuda e crítica ao longo da realização desta dissertação.

A todos as pessoas que mencionei e àqueles que me esqueci de mencionar aqui e que de alguma forma me ajudaram agradeço por tudo o que fizeram.



## Resumo

A comunicação e transmissão de informação sem fios tornou - se uma realidade cada vez mais utilizada pelas sociedades contemporâneas. A nível profissional, as forças armadas de cada país acharam conveniente modernizar os seus meios, por forma a aumentar a eficiência e a segurança em determinadas tarefas. Nesse sentido, o Exército português adquiriu um robot (ROVIM) cuja função é desempenhar ações de reconhecimento e vigilância de modo a obter informações de forma segura.

O objetivo desta dissertação é dimensionar e construir uma antena para controlo wireless do robot (ROVIM). As especificações técnicas desta antena requerem dois modos de operação, um com uma largura de feixe larga e outro com uma largura de feixe estreita. Para alcançar esses objetivos dimensionou-se e construiu-se duas antenas.

Na dissertação são construídas duas antenas, a primeira é uma antena Yagi – Uda convencional e a segunda é uma antena com uma estrutura nova que permite a regulação do ganho e da largura de feixe a -3 dB. A primeira antena será o modelo base da segunda antena, que apresenta a inovação do controlo das características de radiação. Esse controlo é possível através da introdução de díodos e do respetivo circuito de polarização na estrutura da antena.

Inicialmente, as antenas foram dimensionadas e simuladas recorrendo ao programa de simulação CST MWS, de modo a operarem na banda dos 2,4 GHz. Após a construção das antenas, as características de radiação foram medidas recorrendo à câmara anecoica e ao *network analyzer*, permitindo assim a comparação dos resultados medidos com os simulados.

Palavras – chave: Simulador (CST MWS), diagrama de radiação, largura de feixe a -3dB, coeficiente de onda estacionária, câmara anecoica, diodo

## **Abstract**

Communication and wireless transmission of information has become a reality and it is increasingly used by contemporary societies. At a professional level, the military forces have searched recently an upgrade of its means of operation, in order to increase efficiency and safety in certain tasks. In this sense, the Portuguese army acquired recently a robot (ROVIM) whose function is to perform reconnaissance and surveillance actions.

The objective of this dissertation is to design and build an antenna for wireless control of this robot (ROVIM). The technical specifications of this antenna required that two modes of operation could be used. One with a larger beamwidth and another with a narrower beamwidth.

In order to fulfill these objectives we have designed and built two antennas, the first antenna is an conventional Yagi - Uda antenna and the second one is an antenna with a novel structure that allows the adjustment of gain and beamwidth at -3 dB. The first antenna will be the base model for the second antenna, which presents the innovative features of the control of radiation characteristics. This control is possible through the introduction of diodes and the respective bias circuit in the antenna structure.

Initially, the antennas were designed and simulated using the simulation program CST MWS to operate in the 2.4 GHz band. After construction of the antennas, the radiation characteristics were measured using the anechoic chamber and the network analyzer, and thus allowing the comparison of measured with simulated results.

Index Terms: Simulator (CST MWS), Radiation Pattern, Beamwidth at -3dB, Standing Wave Coefficient, Anechoic Chamber, Diode

## Índice

Agradecimentos .....	III
Resumo .....	V
Abstract .....	VI
Índice .....	VII
Índice de Tabelas .....	XI
Índice de Figuras.....	XIII
Lista de acrónimos e siglas .....	XVII
Lista de Símbolos.....	XIX
Capítulo 1 .....	1
1 – Introdução .....	1
1.1 - Definição do problema .....	2
1.2 - Motivação e Objetivos .....	3
1.3 - Estado da arte .....	4
1.4 - Proposta dos sistemas de transmissão .....	6
1.5 - Estrutura da dissertação .....	9
Capítulo 2 .....	11
2 - Estudo teórico de antenas lineares e agregados de antenas .....	11
2.1 - Antenas lineares.....	11
2.1.1 - Dipolo de $\lambda/2$ .....	13
2.2 - Teoria de agregados de antenas .....	14
2.2.1 - Agregados de dois elementos .....	15
2.2.2 - Agregado linear de N – elementos: Amplitude e espaçamento uniforme .....	16
2.3 - Antena Yagi-Uda .....	19
2.3.1 - Antena Yagi - Uda de 2 elementos.....	20
2.3.2 - Antena Yagi - Uda de 3 elementos.....	21
2.3.3 - Antena Yagi - Uda de N elementos .....	23

Capítulo 3 .....	25
3 - Antena Yagi-Uda convencional.....	25
3.1 - Dimensionamento inicial da antena Yagi-Uda convencional .....	25
3.1.1 - Influência dos parâmetros da antena .....	30
3.1.1.1 - Distância entre elementos.....	30
3.1.1.2 - Comprimento do elemento refletor .....	31
3.1.1.3 - Comprimento do elemento ativo .....	33
3.1.1.4 - Comprimento dos diretores.....	34
3.1.1.5 - Introdução de mais diretores .....	35
3.1.2 - Introdução de um plano refletor.....	38
3.2 - Modelo e simulação da antena final.....	40
3.3 - Construção e medidas experimentais .....	45
3.3.1 - Construção .....	45
3.3.2 - Medidas experimentais.....	46
3.3.2.1 - Coeficiente de Onda Estacionária ( $S_{11}$ ) .....	47
3.3.3.2 - Ganhos da antena.....	48
3.4 - Comparação entre simulações e resultados experimentais .....	50
Capítulo 4 .....	55
4 - Antena com regulação do ganho e largura de feixe a -3 dB .....	55
4.1 - Modelo da antena com a introdução de díodos .....	59
4.1.1 - Modelo final da antena com díodos.....	65
4.2 - Construção e medidas experimentais .....	67
4.2.1 - Construção .....	68
4.2.2 - Medidas experimentais.....	70
4.2.2.1 - Coeficiente de onda estacionária.....	70
4.2.2.2 - Ganho da antena .....	73
Capítulo 5 .....	77
5 - Conclusões .....	77
5.1 - Considerações finais .....	77



5.2 - Contribuições Originais .....	80
5.3 - Perspetivas de trabalho futuro .....	80
 Bibliografia.....	81
Anexo A.....	84
Anexo B.....	86
Anexo C.....	87
Anexo D.....	90
Anexo E.....	91
Anexo F.....	92
Anexo G.....	93
Anexo H.....	95



## Índice de Tabelas

Tabela 1.1 - Dimensões dos elementos da antena Yagi-Uda convencional .....	7
Tabela 1.2 - Dimensões dos elementos da antena com díodos.....	9
Tabela 3.1 - Dimensionamento de uma antena Yagi-Uda de seis elementos com recurso a diferentes métodos numéricos para a aquisição de ganho máximo .....	26
Tabela 3.2 - Dimensionamento inicial da antena Yagi-Uda de seis elementos.....	28
Tabela 3.3 - Dimensionamento final da antena Yagi-Uda convencional .....	41
Tabela 3.4 - Resumo das características de radiação das duas antenas Yagi-Uda convencionais dimensionadas (inicial e final) .....	45
Tabela 3.5 - Resumo das medidas experimentais da antena Yagi-Uda convencional final no plano E e no plano H .....	50
Tabela 3.6 - Resumo da comparação entre resultados simulados e medidos .....	53
Tabela 4.1 - Resumo do ganho no plano E ( $\theta=90^\circ$ ) e do $S_{11}$ obtidos nas várias simulações da antena com os diretores em curto-circuito e em circuito aberto .....	59
Tabela 4.2 - Dimensionamento final da antena com díodos.....	67
Tabela A.1 - Máximos, nulos, pontos a -3 dB e máximos dos lóbulos secundários do agregado de radiação longitudinal de amplitude uniforme.....	85
Tabela A.2 - Larguras de feixes para agregados de radiação longitudinal de amplitude uniforme .	85
Tabela A.3 - Ganhos de antenas Yagi – Uda de seis elementos obtidos por diferentes técnicas experimentais .....	89
Tabela A.4 - Dimensionamento de antenas Yagi - Uda para otimização do ganho e para a otimização do ganho e impedância a 50 $\Omega$ .....	89
Tabela A.5 – Diferentes configurações dos diretores .....	92



## Índice de Figuras

Figura 1.1 - Robot ROVIM .....	2
Figura 1.2 - Antena Yagi-Uda convencional .....	5
Figura 1.3 - Antena microfita Yagi- Uda com refletor linear .....	5
Figura 1.4 - Antena impressa para funcionar à frequência 2.4 GHz .....	5
Figura 1.5 - Antena Yagi-Uda convencional .....	6
Figura 1.6 - Antena com díodos.....	8
Figura 1.7 - Circuitos de comutação (inversores) .....	8
Figura 2.1 - Dipolo e campos associados .....	11
Figura 2.2 - Distribuição de corrente em dipolos lineares.....	12
Figura 2.3 - (a) Geometria de um agregado de dois dipolos (b) Geometria de um agregado de dois dipolos campo longínquo .....	15
Figura 2.4 - Geometria do agregado .....	17
Figura 2.5 - Diagrama de fase do agregado .....	17
Figura 2.6 - Valor do fator de agregado em função do $\psi$ e do número de elementos do agregado.....	18
Figura 2.7 - Antena Yagi - Uda linear.....	19
Figura 2.8 - Antena Yagi - Uda de dois elementos .....	20
Figura 2.9 - Antena Yagi - Uda com três elementos.....	21
Figura 3.1 - Comprimento do elemento ativo.....	27
Figura 3.2 - Ganho tridimensional da antena Yagi –Uda convencional inicialmente dimensionada .....	28
Figura 3.3 - (a) Diagrama de radiação polar no plano E (b) Diagrama de radiação polar no plano H da antena Yagi – Uda convencional inicialmente dimensionada .....	29
Figura 3.4 - Coeficiente de onda estacionária ( $S_{11}$ ) .....	29
Figura 3.5 - Influência do espaçamento entre elementos para o $S_{11}$ .....	30
Figura 3.6 - Influência do espaçamento entre elementos no diagrama de radiação para distâncias de (a) $0.1\lambda$ (b) $0.6\lambda$ .....	30
Figura 3.7 - $S_{11}$ para distância entre elementos de $(0.15, 0.25$ e $0.35)\lambda$ .....	31
Figura 3.8 - Diagrama de radiação para (a) distância entre elementos de $0.35\lambda$ (b) distância entre elementos de $0.15\lambda$ .....	31
Figura 3.9 - Influência do comprimento do refletor no $S_{11}$ .....	32

Figura 3.10 - Diagrama de radiação polar no plano E para comprimento de refletor de (a) $0.6\lambda$ (b) $0.9\lambda$ .....	32
Figura 3.11 - Influência do comprimento do elemento ativo no $S_{11}$ .....	33
Figura 3.12 - Valores de $S_{11}$ para comprimento do elemento ativo de $0.35\lambda$ , $0.45\lambda$ e $0.55\lambda$ .....	33
Figura 3.13 - Diagrama de radiação da antena com comprimento do elemento ativo de $0.45\lambda$ .....	34
Figura 3.14 - Influência do comprimento dos diretores no $S_{11}$ .....	34
Figura 3.15 - Influência do comprimento dos diretores no diagrama de radiação .....	35
Figura 3.16 - $S_{11}$ para comprimento dos diretores entre $0.35\lambda$ e $0.45\lambda$ .....	35
Figura 3.17 - $S_{11}$ da antena Yagi-Uda com 5, 6 e 7 diretores.....	36
Figura 3.18 - $S_{11}$ da antena Yagi-Uda com 8, 9 e 10 diretores.....	36
Figura 3.19 - Diagrama de radiação da antena Yagi-Uda com 5, 6 e 7 diretores .....	37
Figura 3.20 - Diagrama de radiação da antena Yagi-Uda com 8, 9 e 10 diretores .....	38
Figura 3.21 - Influência do tamanho do plano refletor de cobre no coeficiente de onda estacionária da antena Yagi-Uda .....	39
Figura 3.22 - Influência do tamanho do plano refletor de cobre no diagrama de radiação da antena Yagi-Uda.....	39
Figura 3.23 - Influência do tamanho do plano refletor de alumínio no coeficiente de onda estacionária da antena Yagi-Uda .....	39
Figura 3.24 - Influência do tamanho do plano refletor de alumínio no diagrama de radiação da antena Yagi-Uda.....	40
Figura 3.25 - (a) Antena modelada no CST MWS (b) Diagrama de radiação a 3D da antena Yagi-Uda convencional.....	41
Figura 3.26 - Perspectiva da antena Yagi-Uda convencional vista de frente com o respectivo diagrama de radiação .....	42
Figura 3.27 - Perspectiva da antena Yagi-Uda convencional final vista de topo com o respectivo diagrama de radiação .....	42
Figura 3.28 - (a) Diagrama polar do ganho da antena Yagi – Uda convencional final dimensionada no plano H (b) Diagrama polar do ganho da antena Yagi – Uda convencional final dimensionada no plano E .....	43
Figura 3.29 - Coeficiente de onda estacionária da antena Yagi – Uda convencional final .....	43
Figura 3.30 - VSWR da antena Yagi-Uda convencional final .....	44
Figura 3.31 - (a) Diagrama de radiação no plano E (b) $S_{11}$ .....	44
Figura 3.32 - Antena Yagi – Uda convencional .....	45
Figura 3.33 - Montagem experimental para medição do $S_{11}$ .....	47

Figura 3.34 - $S_{11}$ experimental da antena Yagi-Uda convencional construída .....	48
Figura 3.35 - Diagrama de radiação da antena no plano E .....	49
Figura 3.36 - Diagrama de radiação da antena no plano H.....	49
Figura 3.37 - Comparação dos valores de $S_{11}$ obtidos experimentalmente no NA e simulados no programa de simulação CST MWS.....	51
Figura 3.38 - Comparação do diagrama de radiação da antena no plano E .....	51
Figura 3.39 - Comparação do diagrama de radiação polar da antena no plano E.....	52
Figura 3.40 - Comparação do diagrama de radiação da antena no plano H.....	53
Figura 4.1 - Antena com os dois primeiros diretores em curto-circuito e os últimos dois em circuito aberto, com vista (a) perspectiva (b) topo. ....	55
Figura 4.2 - $S_{11}$ da antena para um afastamento dos “braços” entre os diretores de 1 mm.....	56
Figura 4.3 - $S_{11}$ da antena para um afastamento dos “braços” entre os diretores de 2 mm.....	56
Figura 4.4 - Diagrama de radiação da antena com afastamento entre “braços” dos diretores de 1 mm (Plano E).....	57
Figura 4.5 - Diagrama de radiação da antena com afastamento entre “braços” dos diretores de 2 mm (Plano E).....	57
Figura 4.6 - Antena com diretores terminados em cones .....	60
Figura 4.7 - $S_{11}$ da antena com diretores acabados em cones e nenhum diretor em curto - circuito .....	60
Figura 4.8 - $S_{11}$ da antena com diretores acabados em cones e o primeiro diretor em curto – circuito .....	61
Figura 4.9 - $S_{11}$ da antena com diretores acabados em cones e os dois primeiros diretores em curto – circuito .....	61
Figura 4.10 - $S_{11}$ da antena com diretores acabados em cones e os três primeiros diretores em curto – circuito .....	62
Figura 4.11 - Diagrama de radiação da antena com diretores acabados em cones e nenhum diretor em curto – circuito (Plano E).....	63
Figura 4.12 - Diagrama de radiação da antena com diretores acabados em cones e o primeiro diretor em curto – circuito (Plano E).....	63
Figura 4.13 - Diagrama de radiação da antena com diretores acabados em cones e os dois primeiros diretores em curto – circuito (Plano E) .....	64
Figura 4.14 - Diagrama de radiação da antena com diretores acabados em cones e os três primeiros diretores em curto – circuito (Plano E) .....	64

Figura 4.15 - Placa de circuito impresso com os “braços” do diretor e díodo entre eles no programa de simulação CST MWS, vista de topo e de perspectiva. ....	66
Figura 4.16 - Antena com díodos no programa de simulação CST MWS.....	66
Figura 4.17 - Fios de polarização dos díodos.....	67
Figura 4.18 - (a) Placa de circuito impresso (b) Placa de circuito impresso com os “braços” dos diretores e díodo soldados .....	68
Figura 4.19 - Antena com díodos.....	69
Figura 4.20 - Inversores da antena.....	69
Figura 4.21 - $S_{11}$ experimental da antena com um diretor em curto – circuito .....	71
Figura 4.22 - $S_{11}$ experimental da antena com dois diretores em curto – circuito.....	71
Figura 4.23 - $S_{11}$ experimental da antena com três diretores em curto – circuito .....	72
Figura 4.24 - Diagrama de radiação da antena com o 2º e 4º diretor em curto – circuito para a frequência 2.523 GHz (Plano E) .....	73
Figura 4.25 - Diagrama de radiação da antena com o 3º e 4º diretor em curto – circuito para a frequência 2.35 GHz (Plano E) .....	74
Figura A.1 - Diagrama de radiação de um agregado de radiação transversal com distância entre elementos (a) $d < \lambda$ (b) $d > \lambda$ .....	84
Figura A.2 - Diagrama de radiação a três dimensões de um agregado de radiação longitudinal, com máximos para (a) $\theta=0^\circ$ [9] (b) $\theta=180^\circ$ .....	85
Figura A.3 - Impedância mútua entre antenas paralelas de comprimento $\lambda/2$ .....	86
Figura A.4 - Impedância mútua entre antenas colineares de comprimento $\lambda/2$ .....	86
Figura A.5 - Fluxograma do algoritmo genético.....	87
Figura A.6 - Resistência de entrada duma antena cilíndrica em função de $2\pi/\lambda$ .....	90
Figura A.7 - Reatância de entrada duma antena cilíndrica em função de $2\pi/\lambda$ .....	90
Figura A.8 - Corneta de calibração no plano E.....	91
Figura A.9 - Corneta de calibração no plano H.....	91
Figura A.10 - Circuito de polarização do díodo.....	93
Figura A.11 - Inversores da antena.....	93
Figura A.12 - Forward current vs Forward voltage .....	94
Figura A.13 - Díodo e fonte de polarização do díodo .....	94
Figura A.14 - Pormenor da antena com díodos.....	95
Figura A.15 - Pormenor do díodo.....	95



## **Lista de acrónimos e siglas**

CST MWS	Computer Simulation Technology Microwave Studio
ERE	Engineering Radio Experience
FA	Fator de Agregado
GA	Algoritmos Genéticos
HPBW	Largura de feixe a -3 dB (Half Power Beamwidth)
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IST	Instituto Superior Técnico
PSO	Particle Swarm Optimisation
Plano E	Plano elétrico
Plano H	Plano magnético
SA	Simulated Annealing
VSWR	Relação de onda estacionária (Voltage Standing Wave Ratio)



## Lista de Símbolos

$K$	Constante de propagação ( $\text{rad m}^{-1}$ )
$r$	Raio do dipolo (m)
$l$	Comprimento do dipolo (m)
$E_\theta$	Campo elétrico segundo a componente $\theta$ (V/m)
$H_\phi$	Campo magnético segundo a componente $\phi$ (A/m)
$\eta$	Rendimento da antena
$j$	Número imaginário
$Z_{\text{in}}$	Impedância de entrada do dipolo ( $\Omega$ )
$D$	Diretividade
$U$	Intensidade de radiação ( $\text{W/m}^2$ )
$X_{\text{in}}$	Reatância de entrada da antena ( $\Omega$ )
$R_{\text{in}}$	Resistência de radiação de entrada da antena ( $\Omega$ )
$P_{\text{rad}}$	Potência radiada pela antena (W)
$R_r$	Resistência de radiação ( $\Omega$ )
$\beta$	Diferença de excitação de fase das correntes dos elementos
$E_t$	Campo elétrico total do agregado de antenas (V/m)
$d$	Distância entre elementos num agregado (m)
$\psi$	Ângulo de elevação
$\theta_n$	Ângulo em que se obtém os nulos de radiação
$\theta_m$	Ângulo em que se obtém o valor máximo de amplitude de radiação
$\theta_h$	Ângulo em que se obtém a amplitude de radiação a meia potência
$\theta_s$	Ângulo em que estão os lóbulos secundários
$Z_{11}$	Impedância própria do elemento 1 ( $\Omega$ )
$Z_{21}$	Impedância mútua do elemento 2 sobre o elemento 1 ( $\Omega$ )

$Z_{12}$	Impedância mútua do elemento 1 sobre o elemento 2 ( $\Omega$ )
$Z_{22}$	Impedância própria do elemento 2 ( $\Omega$ )
$Z_{13}$	Impedância mútua do elemento 1 sobre o elemento 3 ( $\Omega$ )
$Z_{31}$	Impedância mútua do elemento 3 sobre o elemento 1 ( $\Omega$ )
$Z_{23}$	Impedância mútua do elemento 2 sobre o elemento 3 ( $\Omega$ )
$Z_{32}$	Impedância mútua do elemento 3 sobre o elemento 2 ( $\Omega$ )
$Z_{33}$	Impedância própria do elemento 3 ( $\Omega$ )
$I_d$	Corrente no elemento diretor da antena Yagi-Uda (A)
$I_e$	Corrente no elemento ativo da antena Yagi-Uda (A)
$I_r$	Corrente no elemento refletor da antena Yagi-Uda (A)
$E_r(\theta)$	Campo elétrico do elemento refletor da antena Yagi-Uda (V/m)
$E_e(\theta)$	Campo elétrico do elemento ativo da antena Yagi-Uda (V/m)
$E_d(\theta)$	Campo elétrico do elemento diretor da antena Yagi-Uda (V/m)
$l_d$	Comprimento do elemento diretor da antena Yagi-Uda (m)
$l_r$	Comprimento do elemento refletor da antena Yagi-Uda (m)
$l_e$	Comprimento do elemento ativo da antena Yagi-Uda (m)
$d_r$	Distância do elemento refletor ao elemento ativo da antena Yagi-Uda (m)
$d_d$	Distância do elemento ativo ao elemento diretor da antena Yagi-Uda (m)
$\lambda$	Comprimento de onda (m)
$Z$	Impedância da antena ( $\Omega$ )
$f$	Frequência (Hz)

# Capítulo 1

## 1 – Introdução

Desde os primórdios da humanidade até à sociedade atual sempre existiu a necessidade de comunicação entre seres vivos. A comunicação ao longo dos séculos foi evoluindo e não se processou sempre da mesma forma, nem com os mesmos meios. Com o desenvolvimento da tecnologia e dos conhecimentos em diferentes áreas de investigação foi possível melhorar os sistemas de comunicação em prol do ser humano. O interesse da comunicação não se restringe apenas aos seres humanos, também se estende às máquinas construídas por ele, que embora não possuam a inteligência do ser humano, auxiliam-no em diferentes tarefas. Estas máquinas construídas pelo Homem, designadas por robots desempenham uma importante evolução na medida que permitem diminuir riscos em atividades perigosas e arriscadas para a vida dos cidadãos, como por exemplo a detonação de engenhos explosivos ou acesso a zonas com relevo perigoso em busca de informações geológicas para estudos ambientais.

Na pré-história a comunicação entre os seres vivos iniciou-se através de sinais de fumos e gritos, visualizáveis e audíveis a distâncias relativamente curtas. Todavia, no século XX (1902) Marconi concretizava com êxito a primeira comunicação bidirecional, transmitindo Código Morse, que fora criado em 1835, por Samuel Morse. Pode-se dizer que a comunicação entre dois pontos distantes poderá ocorrer de duas formas distintas: guiada ou sem fios (*wireless*). A transmissão de informação de forma guiada necessita de estruturas físicas para estabelecer a comunicação, enquanto a *wireless* não existe um guia de transmissão físico, as ondas eletromagnéticas propagam-se através do ar.

O conceito de comunicação sem fios (*wireless*), através de radiofrequência, surgiu em meados do século XIX a partir das teorias de dois investigadores ingleses - Michael Faraday e James Maxwell. Todavia, foi já no século XX, que decorreram notáveis avanços tecnológicos. Para que se estabeleça uma comunicação *wireless* é necessário a existência de uma antena emissora e uma antena recetora. Atualmente existem antenas de diferentes tipos e tamanhos, as quais têm vindo a ser estudadas ao longo dos anos.

## 1.1 - Definição do problema

À medida que se evolui na tecnologia, novas necessidades vão aparecendo. Na sociedade contemporânea há a necessidade por parte das forças de segurança internas ou externas, assim como do Exército, de controlar e monitorizar pequenos robôs à distância, de modo a serem empregues em determinadas situações de perigo, de inacessibilidade e de segurança. A evolução da tecnologia não traz só benefícios, também leva à evolução do tipo de ameaças. Portanto, a vigilância aérea, marítima e terrestre do espaço nacional, torna-se cada vez mais importante, para que situações de perigo e ameaça para a integridade da nação sejam evitadas. Nesse âmbito, o Exército português adquiriu um robot com o nome ROVIM, que é um robot de vigilância terrestre militar, cujo objetivo é a aquisição de dados de forma rápida, segura e prática de modo a conferir vantagem às nossas forças em relação às forças hostis. Pretende-se evitar a ocorrência de ataques surpresa, ou pelo menos reduzir a sua ocorrência, com uma exposição mínima dos militares envolvidos.



**Figura 1.1 – Robot ROVIM**

Tendo em consideração que as operações militares se desenrolam em diferentes tipos de ambiente, por vezes com condições climáticas severas e em qualquer época do ano, o ROVIM terá de possuir capacidade de adaptação aos diferentes ambientes de forma a conseguir acompanhar as forças terrestres ao longo do seu percurso. Idealmente, deverá possuir autonomia suficiente para a prossecução de tarefas com sucesso, assim como, armamento. O armamento que possuirá servirá para uma eventual necessidade de defesa e/ou ataque a fogos inimigos. Além da proteção adquirida pelos sistemas de armas, deverá libertar o mínimo de radiação eletromagnética, de modo a evitar a deteção por parte de forças opositoras.

Todos os aspetos referidos anteriormente são essenciais para a autonomia do robot, assim como, para a segurança dos militares, pois deste modo não necessitam de exposição física em ações de reconhecimento. Para que seja possível estabelecer uma comunicação wireless com o robot e determinar a sua localização é necessário que o mesmo possua uma antena. O robot possuirá uma antena vertical que permitirá que um operador permaneça numa zona distante do robot e consiga estabelecer uma ligação *wireless* com ele, de modo a nunca perder a ligação. Para tal, o operador possuirá uma antena, que devido ao ambiente militar onde está inserida terá de possuir características específicas: ser robusta de forma a suportar as condições climáticas adversas,

permitir a regulação do feixe de radiação e ser o mais eficiente possível. A antena funcionará na banda dos 2.4 GHz, com polarização horizontal.

## 1.2 - Motivação e Objetivos

Com o avanço tecnológico torna-se possível trocar ações de elevado perigo efetuadas pelo homem, por ações desencadeadas por máquinas e robot especializados em determinadas tarefas. Assim, ações de vigilância e de reconhecimento efetuadas por militares em campos nacionais ou estrangeiros poderão ser efetuadas por um robot, neste caso pelo ROVIM. Deste modo, evita-se que militares corram perigos desnecessários.

Neste contexto surge o âmbito desta dissertação, simular e construir uma antena que opere na banda dos 2.4 GHz, que permita a comunicação e controlo *Wireless* do robot (ROVIM). A antena a construir será uma antena Yagi-Uda, porém, o objetivo da dissertação passa para além do dimensionamento e construção de uma antena Yagi-Uda convencional. Pretende-se inovar e construir um protótipo de uma antena Yagi-Uda de modo a que seja possível variar a largura de feixe e ganho da antena, utilizando sempre a mesma antena. Para tal, escolheu-se a configuração inicial de uma antena Yagi-Uda porque tendo presente o requisito da variação da largura de feixe e do ganho e após uma visualização sobre os diferentes tipos de antenas existentes, verifica-se que esta antena, devido ao seu formato é um tipo de antena que permitirá atingir os requisitos propostos através de modificações e introdução de novos componentes na sua estrutura. As modificações introduzidas na estrutura da antena serão para permitir colocar os diretores da antena em curto-circuito ou circuito aberto, de forma a controlar as características de radiação da mesma. O fato de não se ter encontrado nenhuma antena que permita variar a largura de feixe, o assunto ser atual, relevante e possuir utilidade são fatores que potenciam a motivação para se efetuar a dissertação.

Os objetivos da dissertação passam pela construção de uma antena Yagi-Uda convencional e verificação das suas características de radiação. Numa fase posterior pela construção de uma nova antena Yagi-Uda que permita controlar as características de radiação da antena, como a largura de feixe e ganho. A aprendizagem do programa de simulação *Computer Simulation Technology Microwave Studio* (CST MWS), assim como, a aquisição de sensibilidade na realização e construção física de antenas são outros objetivos a alcançar. Além da construção e simulação, também é relevante adquirir o conhecimento do teste da antena na câmara anecoica.

Recorrendo ao programa de simulação CST MWS é possível verificar numa primeira fase as características de radiação da antena. Após a construção física da mesma, as características de radiação experimentais da antena poderão ser visualizadas recorrendo à câmara anecoica presente no Instituto Superior Técnico (IST). Deste modo, torna-se possível a comparação entre os resultados simulados e os medidos.

A antena a dimensionar para comunicar com o ROVIM deverá possuir as seguintes especificações:

- Permitir a regulação da largura de feixe de radiação a  $-3$  dB ( $> 40^\circ$  e  $< 90^\circ$ );
- Possuir estabilidade de funcionamento;
- Emitir um valor de radiação baixo, idealmente próximo de zero, na direção oposta ao deslocamento do robot ( $180^\circ$ );
- Possuir máxima eficiência e adaptação possível;
- Possuir uma estrutura diferente das antenas Yagi - Uda convencionais;
- Ser leve e não possuir dimensões muito elevadas;
- Possuir ganho superior a 6 dB.
- Possuir uma polarização linear horizontal

### 1.3 - Estado da arte

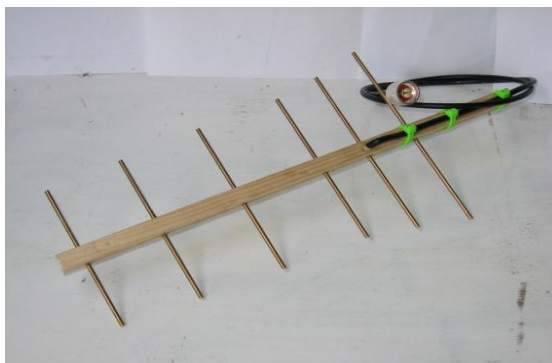
A definição de antena segundo o IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) surge como “um meio para radiar e receber ondas rádio”. Antenas de abertura, antenas microstrip, antenas refletoras, lentes e agregados de antenas são alguns tipos de antenas existentes. Para a frequência de trabalho de 2.4 GHz é possível utilizar diferentes tipos de antenas, antenas helicoidais, antenas planares, antenas Yagi – Uda são exemplos de tipos de antenas possíveis de utilização.

Apesar da construção da antena helicoidal ser relativamente acessível e operar na banda dos 2.4 GHz, este tipo de antena não poderá ser utilizado devido ao tipo de polarização requerido, que pretende-se que seja linear e não circular. As antenas planares são um tipo de antenas que contornam essa dificuldade e que nos últimos anos começaram a ganhar relevância quanto à sua utilização, devido a possuírem um tamanho pequeno e serem leves. Contudo, comparando com os outros tipos de antenas como a Yagi-Uda “convencional”, a sua construção é mais difícil e dispendiosa, porque é necessário máquinas e pessoas especializadas e qualificadas para efetuar a sua construção.

Um tipo de antena muito utilizada pela sociedade, que possui uma polarização linear, e uma construção mais acessível face às antenas planares são as antenas Yagi-Uda. A antena Yagi-Uda é uma antena muito documentada e sobre a qual diferentes estudos já foram efetuados, desde a influência do espaçamento dos elementos nas antenas Yagi-Uda [1], ao estudo da variação do comprimento dos elementos [2], até à variação em simultâneo do comprimento e espaçamento dos elementos [3]

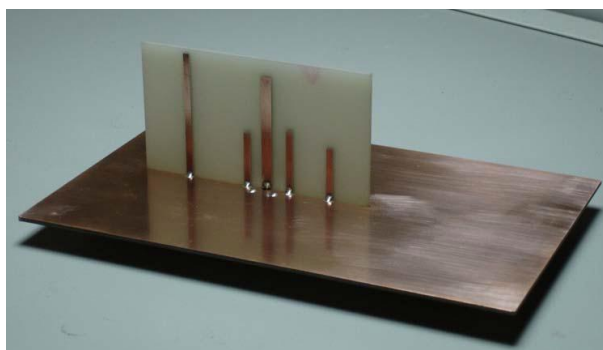
Este tipo de antena pode surgir sobre diferentes formas. Na figura 1.2. está representada a forma “convencional”.





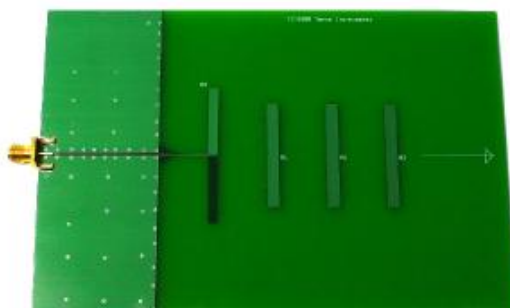
**Figura 1.2 – Antena Yagi-Uda convencional [4]**

Antenas Yagi-Uda planares em microfita são outro tipo de antenas passíveis de construção, nas quais o refletor pode assumir a forma linear, figura 1.3, [5] [6] ou parabólica. [7]



**Figura 1.3 – Antena microfita Yagi- Uda com refletor linear [6]**

Na figura 1.4 está representada uma antena impressa construída para funcionar a 2.4 GHz, com um ganho de 7.22 dBi e um coeficiente de onda estacionária ( $S_{11}$ ) de -15 dB. [8]

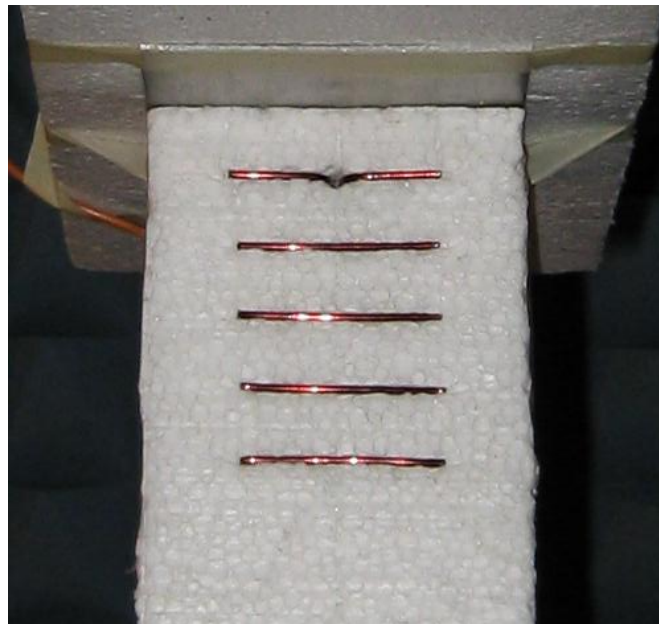


**Figura 1.4 – Antena impressa para funcionar à frequência 2.4 GHz [8]**

## 1.4 - Proposta dos sistemas de transmissão

De modo a alcançar as especificações apresentadas na secção 1.2 e após a recolha de bibliografia adequada sobre antenas Yagi-Uda, efetuou-se o dimensionamento de uma antena Yagi-Uda convencional. Posteriormente, numa segunda fase realizou-se o protótipo de uma nova antena que possui uma estrutura diferente da antena convencional, possuindo díodos que permitirão colocar os diretores da antena em circuito aberto ou curto-circuito. Para o dimensionamento das antenas, recorreu-se a artigos obtidos no IEEE xplorer, dados teóricos de livros [9] [10] e simulações obtidas através do programa de simulação CST MWS. Nos capítulos 3 e 4 apresenta-se o método que permitiu obter a estrutura final das antenas, bem como, os detalhes de construção da antena.

De forma resumida a antena Yagi-Uda convencional dimensionada que permite estabelecer a comunicação com o ROVIM é composta por seis elementos: quatro diretores de cobre, uma placa refletora de alumínio e um elemento ativo. A sua alimentação é efetuada através de um cabo coaxial e de uma ficha macho SMA. Na figura 1.5 encontra-se a antena Yagi-Uda convencional construída.



**Figura 1.5 – Antena Yagi-Uda convencional**

Na tabela 1.1 encontra-se os componentes que constituem a antena Yagi – Uda convencional.

**Tabela 1.1 - Dimensões dos elementos da antena Yagi-Uda convencional**

Elemento	Comprimento	Espaçamento
Refletor	Placa de alumínio de (100*100*2)mm	_____
Ativo	$0.45 \lambda$	$0.15 \lambda$
Diretor 1	$0.43 \lambda$	$0.15 \lambda$
Diretor 2	$0.43 \lambda$	$0.15 \lambda$
Diretor 3	$0.43 \lambda$	$0.15 \lambda$
Diretor 4	$0.43 \lambda$	$0.15 \lambda$

Numa fase mais avançada foi construída uma antena que apresenta uma configuração diferente das convencionais. A antena proposta tem na sua constituição díodos cujo objetivo é a possibilidade do utilizador conseguir selecionar de forma manual quais os diretores que pretende colocar em curto-circuito ou circuito aberto. Essa particularidade é a que a diferencia das antenas Yagi-Uda convencionais, que permitem apenas um modo de funcionamento (todos os elementos em curto-circuito). Os díodos pin foram escolhidos para a execução do circuito aberto ou curto-circuito, devido ao seu funcionamento (apenas conduzem quando estão diretamente polarizados). O objetivo é dividir os diretores em duas partes iguais e estabelecer a ligação entre ambas através de díodos pin. A função dos díodos pin é efetuar passagem de corrente entre os “braços” dos diretores quando se pretende que estejam em curto-circuito ou não efetuar passagem de corrente entre os “braços” dos diretores quando se pretende que o diretor fique em circuito aberto. Para que o díodo conduza ou não conduza é necessário a existência de um circuito de polarização, de modo a polarizar o díodo diretamente ou inversamente respetivamente. Para a realização e construção do circuito de polarização foi necessário recorrer-se a inversores manuais unipolares e bipolares, fontes de alimentação para os díodos (pilhas de 3 volt) e fios de cobre. Os detalhes de construção da antena, bem como dos seus constituintes e circuitos será um tema abordado posteriormente no capítulo 4. Na figura 1.6 encontra-se a antena construída.



**Figura 1.6 – Antena com díodos**



**Figura 1.7 – Circuitos de comutação (inversores)**

Para colocar os elementos diretores em curto-circuito (díodo a conduzir) ou em circuito aberto (díodo sem conduzir) apenas é necessário comutar o inversor superior para a posição da esquerda ou da direita. Quando o inversor superior se encontra na esquerda, posição cc da figura 1.7, significa que essa é a posição que permite polarizar o díodo no modo direto, para que desta forma ele conduza e assim se forme um curto-circuito entre os “braços” dos diretores. Quando o inversor se encontra do lado direito, posição CA da figura 1.7, significa que o díodo se encontra polarizado inversamente e portanto dessa forma não conduz estabelecendo-se um circuito aberto entre os “braços” dos diretores. O inversor inferior funciona como um interruptor, que está ligado (ON) ou desligado (OFF), cuja função é aumentar o tempo de duração da fonte de polarização do díodo. O inversor estará em ON apenas quando utilizarmos a antena, caso contrário estará desligado (OFF) para não desperdiçar recursos. Na tabela 1.2 encontram-se descritos os componentes principais da antena. Os restantes componentes serão abordados e referidos posteriormente no capítulo 4.

**Tabela 1.2 – Dimensões dos elementos da antena com díodos**

Elemento	Comprimento	Espaçamento
Refletor	Placa de alumínio (100*100*2)mm	_____
Ativo	$0.46 \lambda$	$0.15 \lambda$
Diretor 1	$0.44 \lambda$	$0.15 \lambda$
Diretor 2	$0.44 \lambda$	$0.15 \lambda$
Diretor 3	$0.44 \lambda$	$0.15 \lambda$
Diretor 4	$0.44 \lambda$	$0.15 \lambda$

## 1.5 - Estrutura da dissertação

Após a definição dos objetivos a alcançar e com base nas seções apresentadas anteriormente, nesta seção aborda-se a estrutura da dissertação. A dissertação apresentada é constituída por cinco capítulos, cada um subdividido por vários subcapítulos que aprofundam e detalham os assuntos gerais introduzidos no início do capítulo.

O **capítulo 1 – Introdução**, inicializa-se com a definição e o enquadramento geral do problema na sociedade. Após isso, apresentam-se os objetivos a atingir, bem como os sistemas de transmissão a implementar.

No **capítulo 2 – Estudo teórico de antenas lineares e agregados de antenas**, aborda-se as características de radiação de agregados de antenas, assim como, de antenas lineares. Neste capítulo é fornecida base teórica para perceber o funcionamento da antena Yagi-Uda.

No **capítulo 3 – Antena Yagi-Uda convencional**, é realizado o dimensionamento, simulação e construção de uma antena Yagi-Uda convencional. Após a construção da antena efetuou-se a comparação entre os resultados simulados no programa de simulação CST MWS e os medidos experimentalmente na câmara anecoica.

No **capítulo 4 – Antena com regulação do ganho e da largura de feixe a -3 dB**, é apresentado o protótipo de uma nova antena que apresenta díodos na sua constituição, de modo a ser possível escolher quais os diretores que se pretende colocar em curto-circuito ou em circuito aberto, permitindo deste modo regular a largura de feixe e ganho da antena. Os resultados medidos experimentalmente estão apresentados ao longo do capítulo.

O **capítulo 5 – Conclusões**, é o último capítulo e nele efetuam-se as considerações finais sobre os sistemas de transmissão implementados, bem como o contributo inovador dos mesmos. A dissertação finaliza com a apresentação de possíveis trabalhos a realizar no futuro.

## Capítulo 2

### 2 - Estudo teórico de antenas lineares e agregados de antenas

A análise e o estudo de antenas não é um assunto que despontou recentemente. Ao longo dos anos foram várias as pessoas que se debruçaram sobre o estudo de antenas e que realizaram novos estudos, comprovando ou refutando a teoria existente naquele momento.

Da literatura é sabido que existem diferentes tipos de antenas, que possuem características de radiação específicas. A escolha da antena a utilizar para determinada aplicação não segue nenhum procedimento específico. A antena a escolher é aquela que melhor satisfazer os requisitos desejados.

Para a possibilidade de controlo *wireless* do robot, foi projetada uma antena Yagi-Uda com quatro diretores. Devido à constituição da antena Yagi-Uda, neste capítulo apresentam-se referências a antenas lineares e agregados de antenas lineares.

#### 2.1 - Antenas lineares

As antenas lineares foram das primeiras antenas a serem estudadas, por isso, são frequentemente utilizadas em diversas aplicações. Nesta seção aborda-se os dipolos de comprimento finito.

Os dipolos são antenas lineares que variam as suas características de radiação consoante o raio e comprimento que apresentam. Para simplificação das expressões matemáticas assume-se que o raio do dipolo é desprezável, idealmente deveria ser nulo.

Para a distribuição da corrente no dipolo, ter-se-á a figura 2.1 como referência.

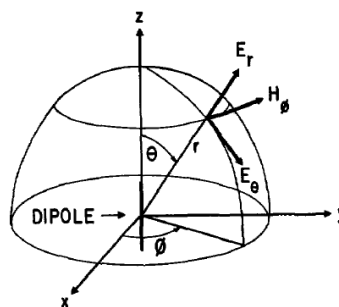
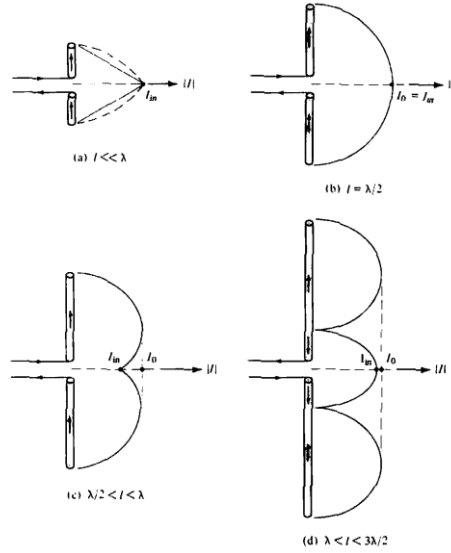


Figura 2.1 - Dipolo e campos associados [11]

A corrente de um dipolo muito fino, com raio idealmente nulo, é aproximada por: [9]

$$I_e(x' = 0, y' = 0, z') = \begin{cases} \hat{a}_z I_0 \sin \left[ k \left( \frac{l}{2} - z' \right) \right], & 0 \leq z' \leq l/2 \\ \hat{a}_z I_0 \sin \left[ k \left( \frac{l}{2} + z' \right) \right], & -l/2 \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Na figura 2.2 pode-se observar a distribuição de corrente da antena em dipolos com diferentes comprimentos, considerando-se que a mesma é simétrica ao longo da antena.



**Figura 2.2 - Distribuição de corrente em dipolos lineares [9]**

Caso o dipolo da figura 2.1 seja dividido num número infinitesimal de dipolos de comprimento  $\Delta z'$  e o número de divisões seja elevado, cada dipolo infinitesimal aproxima-se do comprimento  $dz'$ . Somando as contribuições de todos os elementos, a soma reduzir-se-á no limite a uma integração [9].

$$E_\theta = \int_{-l/2}^{l/2} dE_\theta = j\eta \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \sin(\theta) \left[ \int_{-l/2}^{l/2} I_e(x', y', z') e^{jkz' \cos(\theta)} dz' \right] \quad (2.2)$$

Atendendo à distribuição de corrente, (2.1), às regras dos integrais, e após várias manipulações matemáticas, (2.2) reduz-se para: [12]

$$E_\theta \cong j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin(\theta)} \right] \quad (2.3)$$

O campo magnético no plano  $\psi$  é dado por: [12]

$$H_\psi \cong \frac{E_\theta}{\eta} \cong j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin(\theta)} \right] \quad (2.4)$$

Além dos campos também interessa avaliar a diretividade do dipolo. A diretividade de uma antena vai aumentando até o comprimento da antena ser igual ao comprimento de onda, porque



quando o mesmo torna-se maior que o comprimento de onda, o número de lóbulos aumenta e a antena perde as suas propriedades directivas [9].

A D (diretividade) vem dada pela razão entre U (intensidade de radiação da antena) e  $U_0$  (intensidade de radiação de uma antena isotrópica) [13].

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.5)$$

Pelo que, o seu máximo ocorre quando a intensidade de radiação é máxima.

Quanto à impedância de entrada do dipolo ( $Z_{in}$ ) é formada por uma componente real e uma imaginária. A parte real é designada por resistência de radiação de entrada ( $R_{in}$ ), enquanto que a parte imaginária designa-se por reatância de entrada ( $X_{in}$ ). Desprezando as perdas nos condutores, a impedância dum dipolo finito é dada por:

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (2.6)$$

A equação para a reatância de entrada é dada por [12]:

$$X_{in} = \frac{X_a}{\left[\sin\left(\frac{kl}{2}\right)\right]^2} \quad (2.7)$$

Onde o valor da reatância,  $X_a$ , é obtido utilizando-se o método da força eletromotriz induzida [12].

$$X_a = \frac{\eta}{4\pi} K_x \quad (2.8)$$

Em que

$K_x = 2S_i(kl) + \cos(kl) [2S_i(kl) - S_i(2kl)] - \sin(kl) [2C_i(kl) - C_i(2kl) - C_i(2kr^2/l)]$ . Na equação anterior,  $r$  representa o raio do dipolo. O  $S_i$  e o  $C_i$  são o seno e coseno integrais estando os seus valores tabelados.

### 2.1.1 - Dipolo de $\lambda/2$

Um dipolo muito frequentemente utilizado devido as suas características é o dipolo de meio comprimento de onda, porque apresenta uma resistência de radiação de  $73\Omega$ , que é próximo da impedância de determinadas linhas de transmissão ( $75\Omega$ ).

Como o comprimento do elemento ativo da antena construída está próximo do dipolo de  $\lambda/2$ , nesta seção fala-se brevemente das características do dipolo de  $\lambda/2$ . Recorrendo a (2.3) e (2.4) com  $l=\lambda/2$ , obtém-se as equações para o campo elétrico (2.9) e magnético (2.10).

$$E_{\theta} \cong j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right] \quad (2.9)$$

$$H_{\psi} \cong j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right] \quad (2.10)$$

A potência radiada é apresentada em (2.11) [9].

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} \int_0^{2\pi} \left( \frac{1 - \cos y}{y} \right) dy = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} C_{in}(2\pi) = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} \times 2.435 \quad (2.11)$$

Através de (2.11) pode-se calcular a resistência de radiação.

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{4\pi} C_{in}(2\pi) = 73\Omega \quad (2.12)$$

A diretividade do dipolo de meio comprimento de onda é dado por: [9]

$$D_o = 4\pi \frac{U_{max}}{P_{rad}} = \frac{4}{C_{in}(2\pi)} = \frac{4}{2.435} \cong 1.643 \Leftrightarrow D_o = 2.16 \text{ dB} \quad (2.13)$$

## 2.2 - Teoria de agregados de antenas

Muitas aplicações requerem determinadas características de radiação específicas, que apenas com um simples elemento, como por exemplo um dipolo, não é possível alcançar. Para a obtenção das características desejadas, geralmente um aumento do ganho (maior diretividade) e uma menor largura de feixe, pode-se utilizar um agregado de antenas, que tal como já é sabido da literatura permite aumentar o ganho relativamente à utilização de apenas um único elemento [10]. Um agregado tal como o nome sugere é um conjunto de elementos radiantes, no qual se pretende que, a interação de campos dos vários elementos seja construtiva nas direções desejadas e destrutiva nas restantes [14].

O campo total radiado por um agregado é calculado como o somatório vetorial dos campos radiados por cada um dos dipolos que o constitui. Para controlar as características de radiação dum agregado de antenas formado por elementos idênticos, podemos atuar em cinco pontos [9]:

- A configuração geométrica do agregado (linear, retangular, circular)
- A disposição relativa entre os elementos
- A amplitude de excitação de cada elemento
- A fase de excitação de cada elemento
- O diagrama de radiação relativo de cada elemento

Existem agregados de antenas de vários elementos e de várias estruturas (planares, lineares). Os agregados mais simples são os que apresentam apenas dois elementos.

### 2.2.1 - Agregados de dois elementos

Para se obter a equação do campo de um agregado, considera-se a situação ideal de existir dois dipolos infinitesimais, posicionados paralelamente, segundo o eixo dos  $z$ , exemplificado na figura 2.3.

O campo total radiado pelos elementos constituintes do agregado, supondo que não existe qualquer acoplamento entre eles, é obtido pelo somatório dos campos individuais de cada elemento. O que no plano  $yz$  corresponde a termos um campo total: [9]

$$E_t = E_1 + E_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} \cos(\theta_1) + \frac{e^{-j[kr_2 + (\beta/2)]}}{r_2} \cos(\theta_2) \right\} \quad (2.14)$$

Na equação anterior,  $\beta$  representa a diferença de excitação de fase das correntes que alimentam os elementos e considera-se que as amplitudes dos sinais de excitação são iguais.

Para observações do campo distante as seguintes aproximações são consideradas válidas. [9]

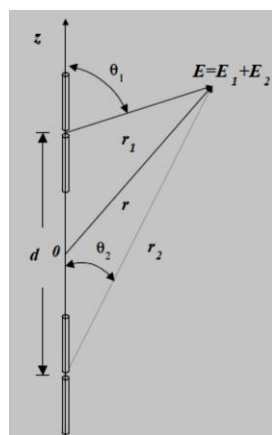
$$\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta$$

$$r_1 \approx r - d \cos(\theta)/2$$

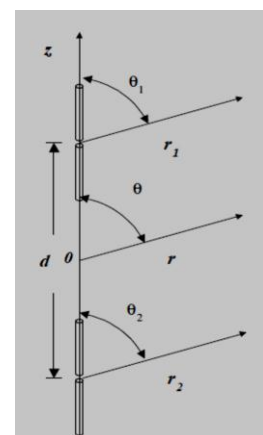
$$r_2 \approx r + d \cos(\theta)/2$$

Para variações de fase

$$r_1 \approx r_2 \approx r, \text{ Para variações de amplitude}$$



(a)



(b)

**Figura 2.3 – (a) Geometria de um agregado de dois dipolos (b) Geometria de um agregado de dois dipolos campo longínquo [12]**

Torna-se assim possível, reduzir (2.14) a (2.15) [9].

$$E_t = \hat{a}_\theta j \eta \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos(\theta) 2 \cos \left[ \frac{1}{2} (kd \cos(\theta) + \beta) \right] \quad (2.15)$$

Através da equação anterior, verifica-se que o campo total de um agregado é igual ao campo de um único elemento isolado posicionado na origem, multiplicado por um fator, chamado fator do agregado. Assim, [13] sugere que o campo total dum agregado é dado por (2.16).

$$E(total) = [E(elemento\ de\ referência)]x[Fator\ de\ agregado] \quad (2.16)$$

Deste modo, para um agregado constituído por dois elementos, o  $F_A$  (fator do agregado) é dado por: [9]

$$F_A = 2 \cos \left[ \frac{1}{2} (kd \cos(\theta) + \beta) \right] \quad (2.17)$$

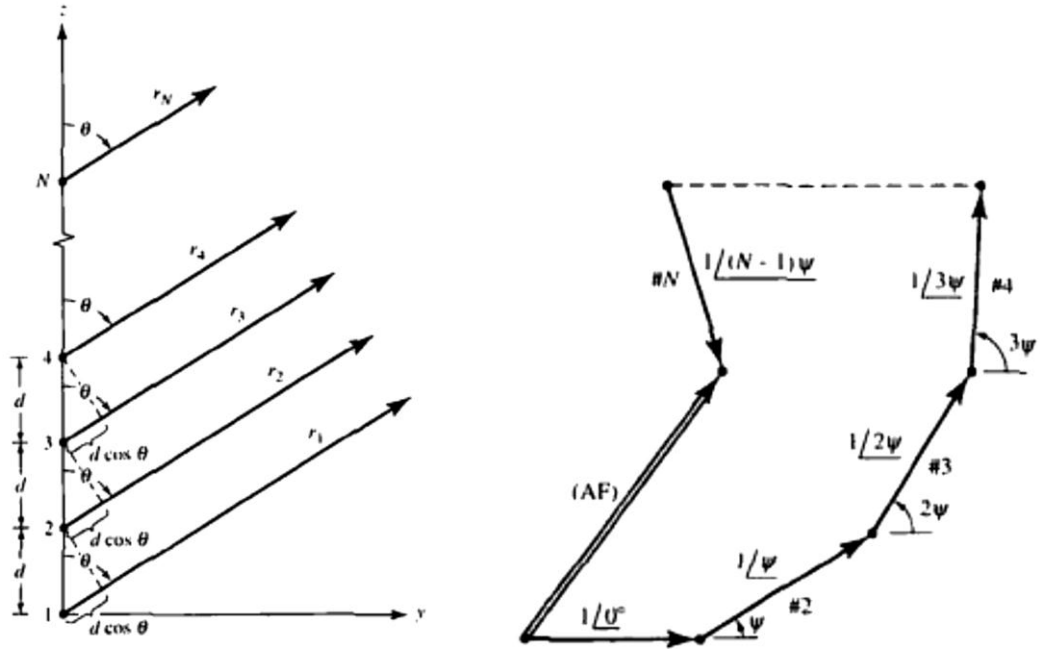
O número de elementos, a disposição geométrica deles, assim como a distância que os separa são parâmetros que influenciam o valor do fator do agregado, portanto, influenciam o valor final do campo elétrico. Além dos parâmetros referidos, as amplitudes e fases relativas das correntes de excitação dos elementos, assim como, a frequência influenciam as propriedades de radiação do agregado [14].

### 2.2.2 - Agregado linear de N – elementos: Amplitude e espaçamento uniforme

Na seção anterior foi abordado o agregado de dois elementos, no entanto os agregados podem e geralmente possuem mais de dois elementos. Nesta seção abordou-se agregados de N elementos, com espaçamento e amplitude uniforme. Considere-se que as correntes de todos os elementos possuem amplitudes idênticas, embora apresentem uma diferença de fase progressiva  $\beta$ . Esta diferença de fase é relativamente à excitação da corrente dum elemento em relação ao elemento precedente. Pode-se observar nas figuras 2.4 e 2.5, a geometria do campo distante e o diagrama de fase dum agregado de N elementos de fontes isotrópicas posicionadas ao longo do eixo dos zz.

Um agregado com todos os elementos idênticos, que apresentam amplitudes idênticas e cada elemento possui uma diferença de fase progressiva relativamente ao anterior é chamado um agregado uniforme. Como já foi referido nos agregados de dois elementos, o campo total num agregado uniforme é obtido através da multiplicação do campo de um único elemento, com o  $F_A$ . O  $F_A$  para agregados uniformes é dado por: [9]

$$F_A = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)(kd \cos(\theta) + \beta)} \quad (2.18)$$



**Figura 2.4-Geometria do agregado [9] Figura 2.5-Diagrama de fase do agregado [9]**

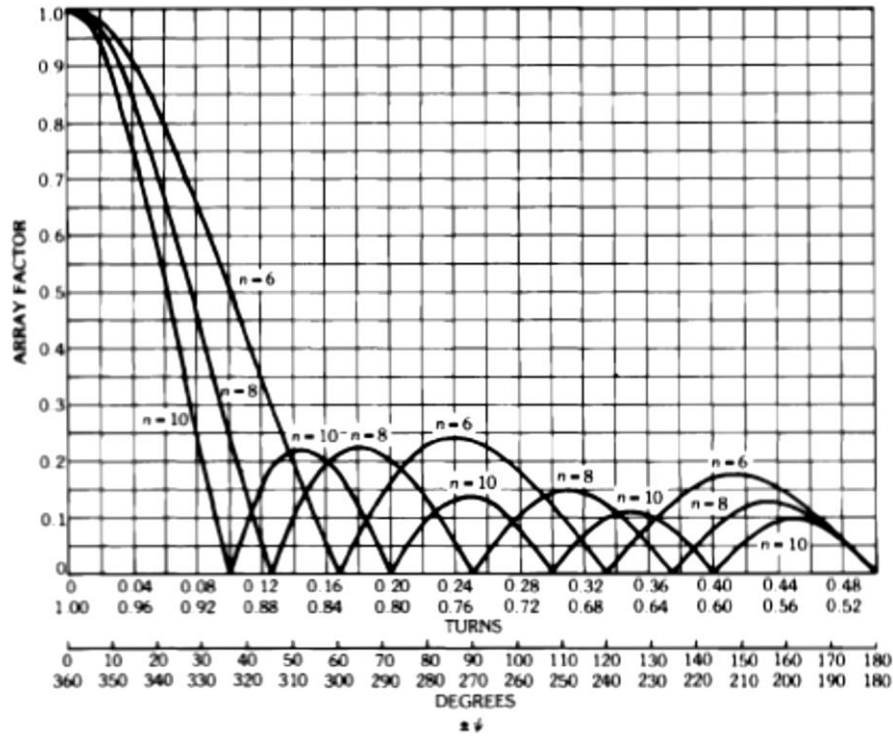
Como estamos a falar de agregados de espaçamento e amplitude uniforme, admitindo que o ponto de referência é o centro físico do agregado e após diversas manipulações matemáticas, chega-se a uma equação do fator de agregado mais simplificada [9].

$$F_A = \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right] \quad (2.19)$$

A equação anterior normalizada é apresentada por (2.20) [9].

$$(F_A)_n = \frac{1}{N} \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right] \quad (2.20)$$

Como se pode observar através de (2.20) e da figura 2.6 o fator do agregado vem em função do número de elementos que o constitui, n, e do ângulo de elevação,  $\psi$ .



**Figura 2.6 - Valor do fator de agregado em função do  $\psi$  e do número de elementos do agregado [15]**

Os nulos encontram-se quando a função se anula, isto é, quando o argumento da função seno é nulo no numerador e não se anula no denominador. Deste modo, verificam-se quando [9]:

$$\theta_n = \cos^{-1} \left[ \frac{\lambda}{2\pi d} \left( -\beta \pm \frac{2n}{N} \pi \right) \right] \text{ com } n \neq 1, 2, \dots \text{ para (2.20)} \quad (2.21)$$

O  $n$  terá de ser diferente de múltiplos inteiros do número de elementos do agregado, porque para esses valores atinge-se o valor máximo. A equação 2.20 atinge o seu máximo com a seguinte condição [9]:

$$\frac{\psi}{2} = \frac{1}{2} (kd \cos(\theta) + \beta) = \pm m\pi \Leftrightarrow \theta_m = \cos^{-1} \left[ \frac{\lambda}{2\pi d} (-\beta \pm 2m\pi) \right], m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.22)$$

Verifica-se que tanto os ângulos para o qual se atinge o máximo como os nulos têm dependência de duas variáveis: o espaçamento entre elementos ( $d$ ) e a diferença de fase de excitação ( $\beta$ ) dos elementos.

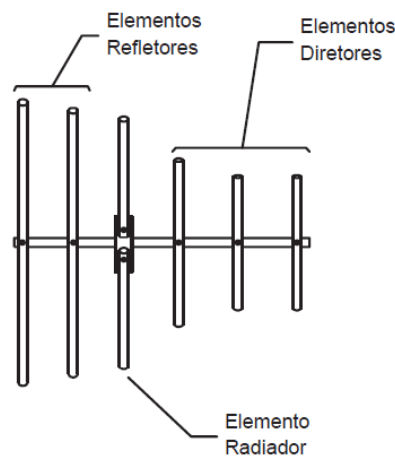
Os agregados de radiação transversal e longitudinal são agregados de  $N$ -elementos com amplitude e espaçamento uniforme cujas características de radiação podem ser observadas no Anexo A.

## 2.3 - Antena Yagi-Uda

Nas seções anteriores foi abordado a teoria de dipolos de antenas e agregados de antenas. Os agregados permitem obter um ganho mais elevado, e reduzir a largura de feixe, em relação a um dipolo isolado. O estudo teórico efetuado incidiu sobre antenas lineares e estruturas de agregados lineares, devido à antena utilizada (Yagi-Uda) possuir elementos lineares e ser um agregado de antenas. Porém, existem antenas e estruturas de agregados com estruturas diferentes da forma linear. Antenas helicoidais e agregados de antenas circulares são exemplos de antenas diretivas, que não apresentam as questões de linearidade abordadas.

A antena Yagi – Uda foi inventada no Japão (Universidade Imperial Tohoku) e remonta do início do século XX. Deve o seu nome aos seus investigadores, professor Hidetsugu Yagi e Shintaru Uda. A sua descrição ocorreu em 1926 num artigo intitulado: Procedimentos do ERE (Engineering Radio Experience), todavia, os resultados só foram publicados em inglês decorridos dois anos. A simplicidade de construção, assim como, a facilidade de direcionar a antena foram determinantes para a ampla utilização na segunda guerra mundial [16].

A antena Yagi – Uda é um agregado de antenas, que pode possuir diferentes tipos de estruturas. Na figura 2.7, está o esquema de uma antena Yagi – Uda com elementos lineares.



**Figura 2.7 - Antena Yagi – Uda linear [12]**

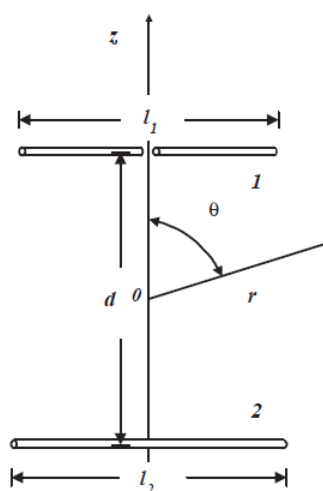
A antena é composta por um ou mais refletores, um elemento ativo e elementos diretores. Neste tipo de antenas apenas um elemento é ativo, geralmente o segundo elemento, quando a antena apresenta apenas um refletor. Todos os outros elementos, diretores e refletor, são passivos e atuam por indução mútua. Na figura 2.7 os elementos da antena possuem uma forma linear, no entanto, podem possuir outras formas

No projeto de uma antena Yagi – Uda existem vários parâmetros característicos das antenas que têm de ser ter em consideração. A diretividade (ganho), a impedância de entrada, a largura de feixe a -3 dB e a relação frente-trás elevada são características que se encontram intrinsecamente relacionados com a disposição e dimensões dos elementos que constituem a antena.

Na seção seguinte aborda-se a antena Yagi-Uda com dois elementos e após essa abordagem, passa-se para uma antena Yagi-Uda com N elementos.

### 2.3.1 - Antena Yagi - Uda de 2 elementos

Na figura 2.8 encontra-se uma antena constituída por dois elementos. Apenas um elemento é ativo, elemento 1, o qual será excitado por uma tensão V, gerando uma distribuição de corrente, que por sua vez irá produzir um campo eletromagnético. O campo produzido pelo elemento ativo induzirá uma distribuição de corrente no elemento passivo, pelo que o valor do campo total resultará da sobreposição dos dois campos.



**Figura 2.8 - Antena Yagi - Uda de dois elementos [12]**

Atendendo ao número de elementos que constituem a antena e a que apenas um elemento é excitado por uma tensão  $V_1$ . As equações das tensões vêm dadas por: [10]

$$\begin{cases} V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \\ V_2 = 0 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \end{cases} \quad (2.23)$$

Assim, partindo de (2.23) deduz-se (2.24): [10]

$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{Z_{21}}{Z_{22}} \quad (2.24)$$

A impedância de entrada da antena ( $Z_{in}$ ) vem dada pela razão entre a tensão aplicada e a corrente do elemento ativo [10].

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{(Z_{12})^2}{Z_{22}} \quad (2.25)$$



Para conhecer o valor da impedância de entrada da antena é necessário conhecer o valor das impedâncias mútuas. A disposição dos elementos, assim como a distância entre eles tem influência no valor das impedâncias mútuas (Anexo B).

O campo elétrico total é o somatório da contribuição dos dois elementos da antena [12].

$$E(\theta) = E_1(\theta) + E_2(\theta) \quad (2.26)$$

O elemento ativo fornece o campo: [12]

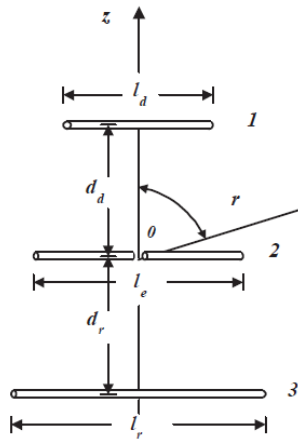
$$E_1(\theta) = \frac{j60I_1}{r \sin\left(\frac{kl_1}{2}\right)} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kl_1}{2} \sin(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kl_1}{2}\right)}{\cos(\theta)} \right] e^{-jk\left(r - \frac{d}{2} \cos(\theta)\right)} \quad (2.27)$$

O elemento passivo fornece o campo: [12]

$$E_2(\theta) = \frac{j60I_2}{r \sin\left(\frac{kl_2}{2}\right)} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kl_2}{2} \sin(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kl_2}{2}\right)}{\cos(\theta)} \right] e^{-jk\left(r + \frac{d}{2} \cos(\theta)\right)} \quad (2.28)$$

### 2.3.2 - Antena Yagi - Uda de 3 elementos

Uma antena Yagi – Uda com três elementos, figura 2.9, apresenta um refletor, um elemento ativo e um diretor.



**Figura 2.9 - Antena Yagi - Uda com três elementos [12]**

Nesta antena, em vez de duas equações de tensão teremos três, pois a antena é constituída por três elementos.

No entanto, verifica-se na mesma a questão de apenas um elemento possuir tensão diferente de zero, que é o elemento ativo. Assim, as equações de tensão vêm apresentadas como um sistema de equações.

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_e \\ I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ V \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

O parâmetro  $I_e$  representa a corrente no elemento ativo,  $I_r$  representa a corrente no elemento refletor e  $I_d$  representa a corrente no diretor.

Do sistema de equações anterior é possível determinar as relações entre correntes dos elementos. Deste modo, torna-se possível conhecer o valor para a impedância de entrada da antena, assim como, o campo elétrico total.

A impedância de entrada é dada por: [12]

$$Z_{in} = \frac{V}{I_e} = Z_{21} \frac{I_d}{I_e} + Z_{22} + Z_{23} \frac{I_r}{I_e} \quad (2.30)$$

O campo total resulta da sobreposição dos campos radiados pelos três elementos da antena.

$$E(\theta) = E_r(\theta) + E_e(\theta) + E_d \quad (2.31)$$

O parâmetro  $E_r$  representa o campo radiado pelo refletor,  $E_e$  é o campo radiado pelo elemento ativo e  $E_d$  é o campo radiado pelo elemento diretor da antena.

O campo radiado pelo elemento refletor vem dado por: [12]

$$E_r(\theta) = \frac{j60I_r}{r \sin\left(\frac{kl_r}{2}\right)} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kl_r}{2} \sin(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kl_r}{2}\right)}{\cos(\theta)} \right] e^{-jk(r+d_r \cos \theta)} \quad (2.32)$$

O campo radiado pelo elemento ativo vem dado por: [12]

$$E_e(\theta) = \frac{j60I_e}{r \sin\left(\frac{kl_e}{2}\right)} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kl_e}{2} \sin(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kl_e}{2}\right)}{\cos(\theta)} \right] e^{-jkr} \quad (2.33)$$

O campo radiado pelo diretor vem dado por: [12]

$$E_d(\theta) = \frac{j60I_d}{r \sin\left(\frac{kl_d}{2}\right)} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kl_d}{2} \sin(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kl_d}{2}\right)}{\cos(\theta)} \right] e^{-jk(r-d_d \cos \theta)} \quad (2.34)$$

O campo total, equação (2.31), virá na forma: [12]

$$E(\theta) = \frac{j60I_e e^{-jkr}}{r \cos(\theta)} \left[ \frac{I_r \cos\left(\frac{kl_r}{2} \sin(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kl_r}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kl_r}{2}\right)} e^{-jk d_r \cos(\theta)} + \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin(\theta)\right) + \frac{I_d \cos\left(\frac{kl_d}{2} \sin(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kl_d}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kl_d}{2}\right)} e^{jk d_d \cos(\theta)} \right] \quad (2.35)$$

### 2.3.3 - Antena Yagi - Uda de N elementos

A introdução de mais elementos na antena Yagi-Uda geralmente leva a um melhoramento das características de radiação da antena. Para a otimização dos elementos numa antena Yagi-Uda, de modo a obter determinadas características de radiação, atualmente recorre-se a computadores de elevado desempenho e a técnicas numéricas. Técnicas como por exemplo, algoritmos genéticos poderão ser utilizadas [17].

O campo total terá em consideração o campo radiado por todos os elementos constituintes da antena. Por conseguinte, aparece da seguinte forma: [12]

$$E(\theta) = \sum_{i=1}^N E_i(\theta) = \sum_{i=1}^N \left\{ \frac{j60I_i}{r \sin\left(\frac{kl_i}{2}\right)} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kl_i}{2} \sin(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kl_i}{2}\right)}{\cos(\theta)} \right] e^{-jk(r-d_i \cos \theta)} \right\} \quad (2.36)$$

Na equação anterior, N representa o número de elementos que constitui a antena, e  $E_i$  representa o campo radiado pelo elemento i da antena.

Caso a antena apresente um único refletor e possua N-2 diretores, a impedância de entrada da antena Yagi – Uda vem dada por: [12]

$$Z_{in} = Z_{21} \frac{I_r}{I_e} + Z_{22} + \dots + Z_{2i} \frac{I_i}{I_e} + \dots + Z_{2N} \frac{I_N}{I_e} \quad (2.37)$$

Como já foi referido existem diversas técnicas e algoritmos numéricos que permitem estudar a influência dos vários parâmetros constituintes das antenas nas características de radiação desejadas. Como apresentado em [17] é possível verificar que existem diferentes técnicas para a otimização dos parâmetros das antenas. Os algoritmos em questão estão resumidos de forma sucinta no Anexo C. Após uma breve descrição dos algoritmos, verifica-se através da visualização da tabela A.3 do Anexo C que o algoritmo utilizado influencia os resultados finais. O dimensionamento das antenas da tabela A.3 teve em consideração que o objetivo era obter o maior ganho possível para a antena. Para além da técnica escolhida influenciar as características de radiação da antena, também o número de parâmetros que se pretendem analisar e otimizar têm influência no dimensionamento final e resultados obtidos. Através da tabela A.4 do Anexo C, verifica-se que o dimensionamento numa antena difere se o objetivo for obter o maior ganho possível ou se também tiver em consideração a impedância (50Ω).



## Capítulo 3

### 3 – Antena Yagi-Uda convencional

Após a exposição dos objetivos a alcançar e de uma breve apresentação sobre teoria de antenas lineares e agregados de antenas, chega-se à etapa de dimensionar a antena para a satisfação dos requisitos previamente determinados.

Neste capítulo através da bibliografia consultada dimensionou-se uma antena Yagi – Uda convencional, e com o auxílio do programa CST MWS verificou-se a influência de cada elemento constituinte da antena nas suas características de radiação. Após o dimensionamento e simulação da antena Yagi-Uda convencional, a mesma será construída, e as suas características de radiação serão medidas recorrendo à câmara anecoica e ao *Network Analyser*. Posteriormente os resultados medidos serão comparados com os simulados.

#### 3.1 – Dimensionamento inicial da antena Yagi-Uda convencional

Para dimensionar uma antena pode-se recorrer a vários métodos. O dimensionamento empírico, baseado em estudos e resultados práticos é uma hipótese. Outra abordagem possível é ter presente a teoria explícita em livros e artigos publicados ao longo dos anos. Todavia, com a evolução da tecnologia, novas técnicas experimentais e algoritmos têm vindo a ser desenvolvidas de forma a obter o dimensionamento de antenas que permitem atingir determinadas características de radiação pretendidas. Algoritmos numéricos como o PSO [18] (*particle swarm optimisation*), GA (algoritmos genéticos) [19], SA (*simulated annealing*) [17] ou simplesmente técnicas de ajuste do espaçamento [1] ou comprimento dos elementos [2] têm vindo a ser desenvolvidos e permitem obter soluções de dimensionamento de antenas. Com base em diferentes métodos experimentais, tabela 3.1, pode-se observar o dimensionamento dos comprimentos e distâncias entre elementos utilizados para projetar uma antena Yagi – Uda de seis elementos com o objetivo de alcançar o maior ganho possível.

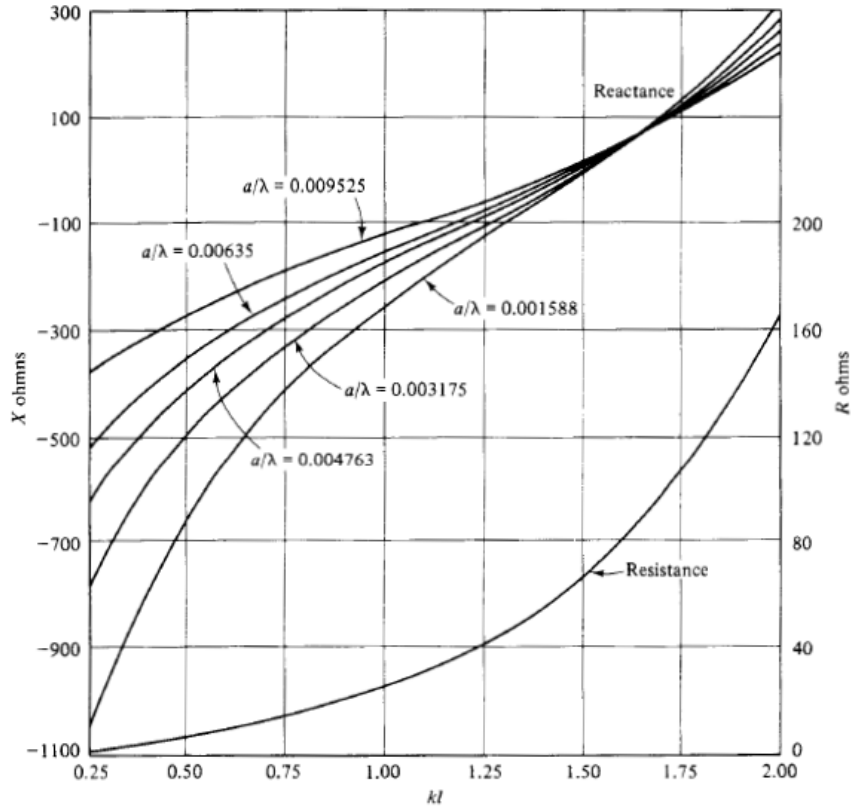
Na tabela 3.1 através dos diferentes algoritmos é possível verificar que o dimensionamento não é estanque, varia de algoritmo para algoritmo. Todavia, verifica-se que as dimensões dos elementos se encontram próximas umas das outras, não existindo diferenças demasiado acentuadas. No caso do refletor, o seu comprimento tem um intervalo de variação de  $(0.242-0.252)\lambda$ , para os diretores verifica-se que à medida que nos afastamos do elemento ativo, o seu comprimento torna-se cada vez menor.

**Tabela 3.1 – Dimensionamento de uma antena Yagi-Uda de seis elementos com recurso a diferentes métodos numéricos para a aquisição de ganho máximo [17]**

	PSO		GA		SA	
Elemento	Comprimento	Espaçamento	Comprimento	Espaçamento	Comprimento	Espaçamento
Refletor	0.242 $\lambda$	_____	0.252 $\lambda$	_____	0.244 $\lambda$	_____
Ativo	0.234 $\lambda$	0.183 $\lambda$	0.301 $\lambda$	0.101 $\lambda$	0.254 $\lambda$	0.155 $\lambda$
Diretor 1	0.221 $\lambda$	0.228 $\lambda$	0.221 $\lambda$	0.321 $\lambda$	0.220 $\lambda$	0.261 $\lambda$
Diretor 2	0.212 $\lambda$	0.4151 $\lambda$	0.219 $\lambda$	0.274 $\lambda$	0.213 $\lambda$	0.383 $\lambda$
Diretor 3	0.2101 $\lambda$	0.405 $\lambda$	0.210 $\lambda$	0.428 $\lambda$	0.210 $\lambda$	0.425 $\lambda$
Diretor 4	0.214 $\lambda$	0.384 $\lambda$	0.211 $\lambda$	0.435 $\lambda$	0.214 $\lambda$	0.384 $\lambda$
Ganho (dBi)	13.84		13.55		13.85	

Como se pode inferir da tabela anterior, a antena possui diversos elementos que podem ser alterados e que influenciam o seu desempenho. Poder-se-ia recorrer a mais estudos numéricos e verificar a influência dos diferentes elementos da antena, como a variação do comprimento dos diretores [1] ou o aumento do número de diretores. No entanto, para se efetuar o dimensionamento da antena, recorrer-se à teoria expressa em [9], [10] e [20].

Segundo Balanis [9] existem elementos constituintes da antena que possuem mais influência em determinadas características de radiação das antenas do que outros. Se o objetivo for obter o maior ganho possível, esses elementos são os diretores. Dados práticos conduzem a que o comprimento do diretor seja 5% inferior ao do elemento ativo e que o comprimento do refletor seja 5% maior. Perante [9], o comprimento do elemento ativo para a antena estar em ressonância deverá estar compreendido entre  $0.45\lambda$  e  $0.49\lambda$ . Assim, verifica-se que comprimento médio do elemento ativo para a antena estar em ressonância é  $0.47\lambda$ , próximo duma antena de comprimento  $\lambda/2$ , cuja impedância de entrada teórica é de  $Z_{in}=73+ j42.5 \Omega$ . Para determinar o comprimento do elemento ativo a utilizar na antena, recorreu-se à figura 3.1. O objetivo é anular a reatância da antena e obter uma resistência de entrada próxima de  $50\Omega$ , porque é o valor da impedância do cabo coaxial que alimenta a antena. Se estas condições se verificarem, significa que a antena estará o mais adaptada possível e portanto possuirá uma eficiência elevada.



**Figura 3.1 – Comprimento do elemento ativo [10]**

Analisando a figura 3.1 e as condições pretendidas verifica-se que o valor de  $kl$  mais satisfatório é  $kl=1.5$ , pois permite ter uma impedância real ( $\approx 73\Omega$ ). Para esse valor de  $kl$ , o comprimento do elemento ativo ( $l$ ) será de  $0.47\lambda$ , o que está em concordância com o que Balanis [9] afirmou para a antena ser ressonante. Portanto, o valor utilizado no dimensionamento do elemento ativo da antena foi  $0.47\lambda$ . Perante a figura 3.1, em que o parâmetro  $a$  representa o raio do elemento, verifica-se que para a parte real da impedância da antena ser de  $50\Omega$ ,  $kl$  seria aproximadamente 1.3, o que corresponderia a ter um comprimento do elemento ativo de  $0.41\lambda$ , que estaria fora dos limites fornecidos em [9]. Além de estar fora dos limites admitidos por Balanis, o valor da reatância não seria nulo ( $X \approx -100\Omega$ ), o que poderia causar maiores dificuldades para uma boa adaptação da antena.

O valor admitido para o comprimento do elemento ativo ( $0.47\lambda$ ), de modo a obter reatância nula e resistência de entrada real, poderá ser observado nas figuras em Anexo D. Neste caso, verifica-se que para  $2\pi l/\lambda=1.5$ , a reatância será nula e a resistência real, aproximadamente de  $73\Omega$ . O que está consonante com os resultados obtidos por [10] (figura 3.1).

Além de estabelecer limites para o comprimento do elemento ativo de modo a que a antena seja ressonante,  $(0.45-0.49)\lambda$ , Balanis também estabeleceu limites para comprimentos dos diretores  $(0.4-0.45)\lambda$  e distâncias entre eles  $(0.3-0.4)\lambda$  [9].

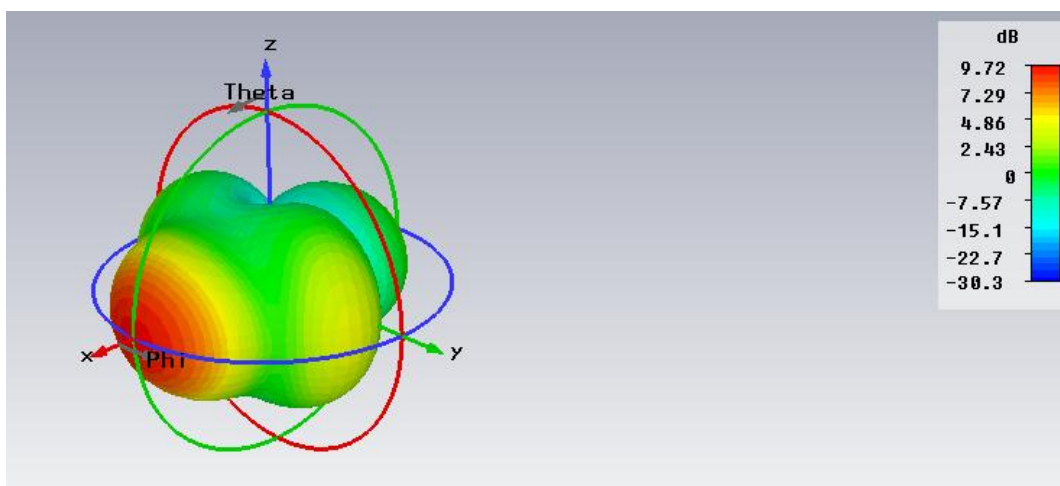
Tendo em consideração os comprimentos e distâncias que [9] apresentou de modo a antenna ser ressonante, assim como, a figura 3.1 e o Anexo D verifica-se que o dimensionamento inicial da antenna Yagi-Uda (Tabela 3.2) está dentro dos parâmetros para ser considerada ressonante.

**Tabela 3.2 - Dimensionamento inicial da antenna Yagi-Uda de seis elementos**

Elemento	Comprimento	Espaçamento
Refletor	$0.6 \lambda$	_____
Ativo	$0.47 \lambda$	$0.3 \lambda$
Diretor 1	$0.43 \lambda$	$0.3 \lambda$
Diretor 2	$0.43 \lambda$	$0.3 \lambda$
Diretor 3	$0.43 \lambda$	$0.3 \lambda$
Diretor 4	$0.43 \lambda$	$0.3 \lambda$

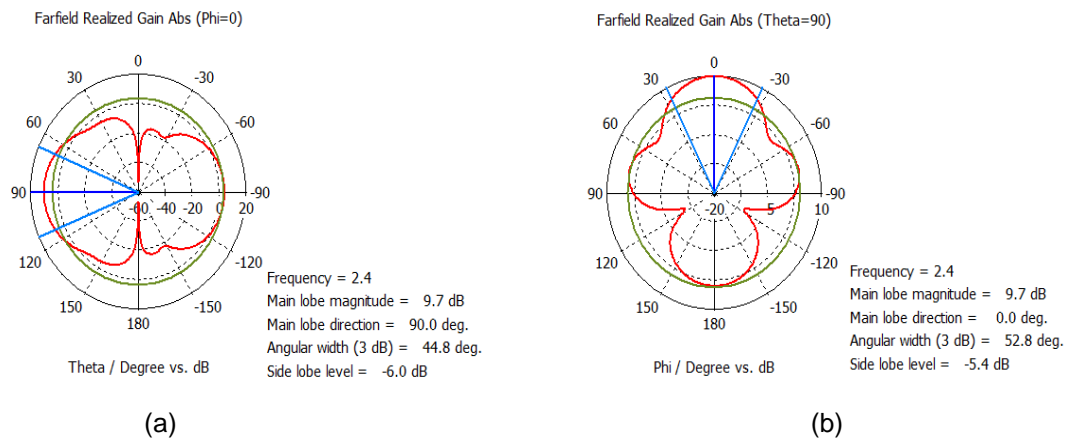
Para uma antenna com o dimensionamento anterior e recorrendo ao programa de simulação CST MWS verificou-se as características de radiação da antenna. Na figura 3.2 encontra-se representado o ganho a 3D (três dimensões) para a frequência de 2.4 GHz, visualizando-se que a antenna possui um ganho de 9.72 dBi.

O diagrama de radiação polar no plano E (elétrico) e no plano H (magnético) poderão ser visualizados na figura 3.3.



**Figura 3.2 – Ganho tridimensional da antenna Yagi –Uda convencional inicialmente dimensionada**



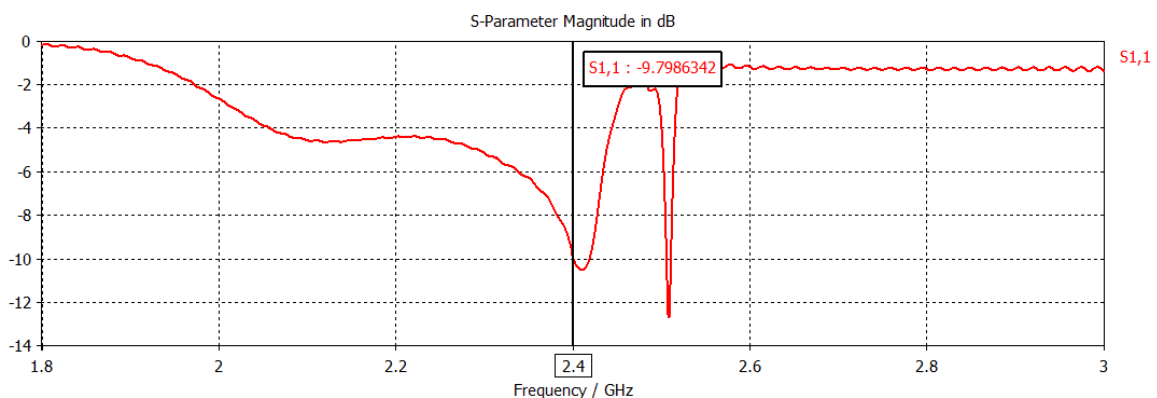


**Figura 3.3 – (a) Diagrama de radiação polar no plano E (b) Diagrama de radiação polar no plano H da antena Yagi – Uda convencional inicialmente dimensionada**

Após a visualização da figura 3.3, vê-se que o lóbulo traseiro possui valores demasiado elevados e que o nível de lóbulos secundários (NLS) também tem um valor muito elevado, em ambos os planos.

O nível de adaptação da antena poderá ser verificado através do valor do coeficiente de onda estacionária ( $S_{11}$ ). Quanto mais baixo for o seu valor, mais bem adaptada estará a antena e por conseguinte, melhor será a eficiência de radiação da antena. Examinando a figura 3.4 verifica-se que  $S_{11}$  vale -9.799 dB.

Recorrendo ao programa de simulação CST MWS verifica-se que a eficiência de radiação da antena é de 97.76% e que a eficiência total da antena é de 94.38%.



**Figura 3.4 - Coeficiente de onda estacionária ( $S_{11}$ )**

Apesar de a antena possuir um ganho de 9.7 dB e uma largura de feixe a -3 dB no plano E de 44.8°, a antena possui um lóbulo traseiro muito elevado e por isso, leva à obtenção de uma relação frente-trás baixa.

Para melhorar a adaptação da antena e reduzir a amplitude do lóbulo traseiro foram introduzidas modificações na antena até se chegar ao dimensionamento final

### 3.1.1 – Influência dos parâmetros da antena

Com a utilização do programa CST MWS foi possível visualizar e registrar as características de radiação da antena obtidas, resultantes das modificações efetuadas nos diferentes elementos da antena. Analisou-se o diagrama de radiação no plano elétrico e o coeficiente de onda estacionária.

#### 3.1.1.1 – Distância entre elementos

Os valores admitidos inicialmente foram os que estão presentes na tabela 3.2. O primeiro parâmetro a ser alterado foi a distância entre os elementos. Através da figura 3.5 é possível verificar a influência do espaçamento entre elementos para o coeficiente de onda estacionária. O parâmetro  $d_{dir}$  apresentado na figura 3.5 representa a distância em comprimentos de onda que os elementos estão separados entre si.

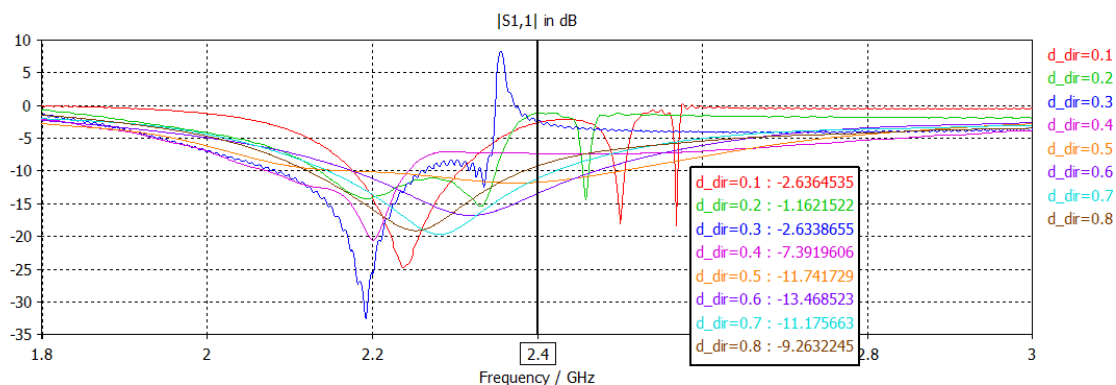


Figura 3.5 – Influência do espaçamento entre elementos para o  $S_{11}$

Verifica-se que a antena está mais bem adaptada para valores elevados de distância entre elementos, pois é onde o valor de  $S_{11}$  é mais baixo.

No entanto, observando a figura 3.6, verifica-se que o ganho é melhor para valores mais baixos.

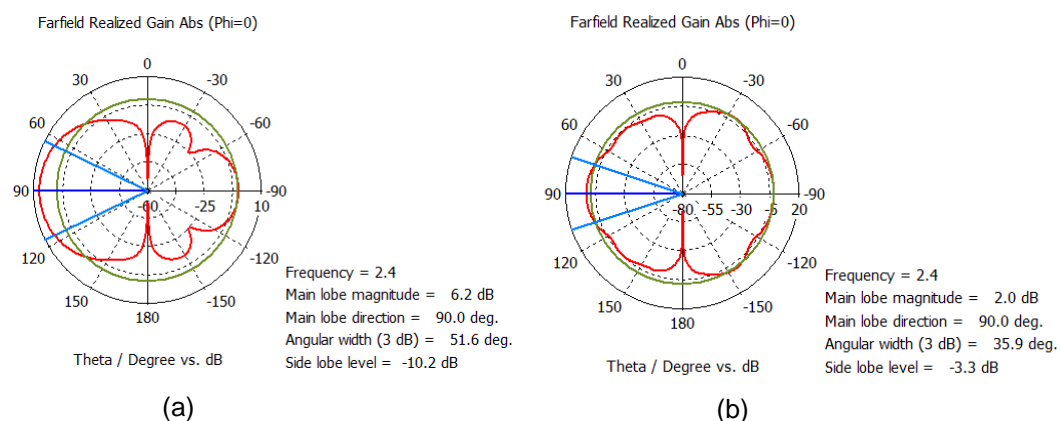
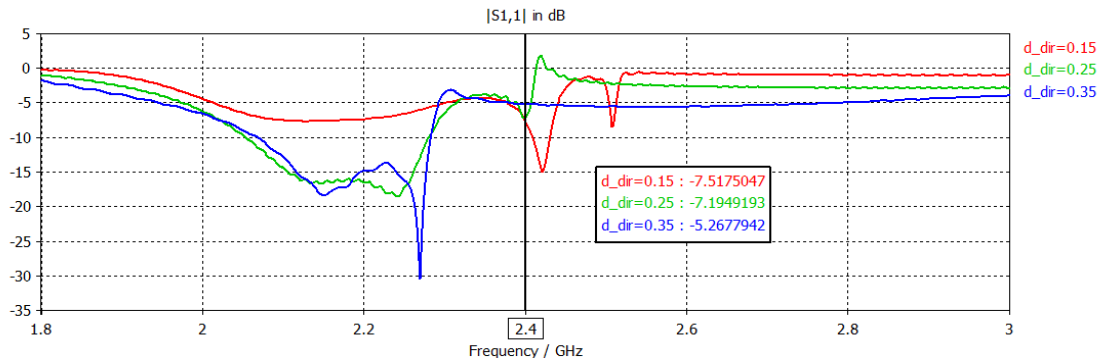


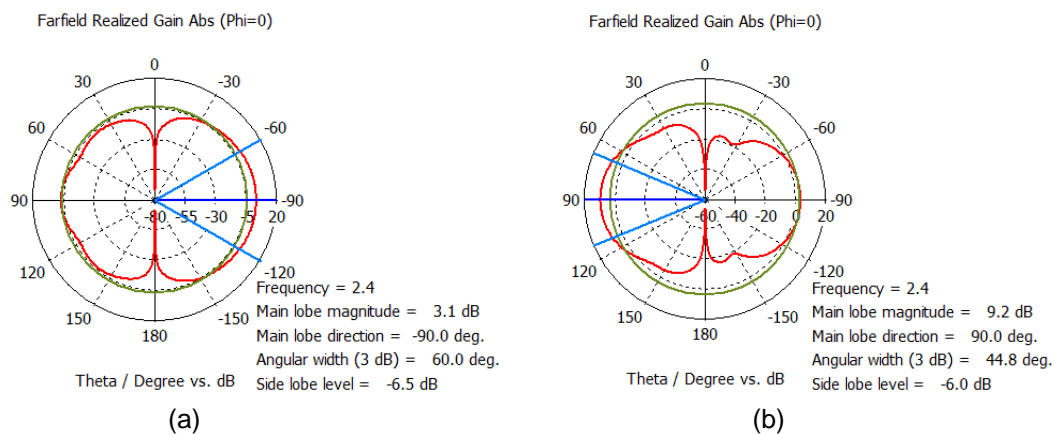
Figura 3.6 - Influência do espaçamento entre elementos no diagrama de radiação para distâncias de (a)  $0.1\lambda$  (b)  $0.6\lambda$

Por esse fato, efetuou-se outro varrimento para distâncias mais baixas entre elementos, figura 3.7.



**Figura 3.7 –  $S_{11}$  para distância entre elementos de  $(0.15, 0.25$  e  $0.35)\lambda$**

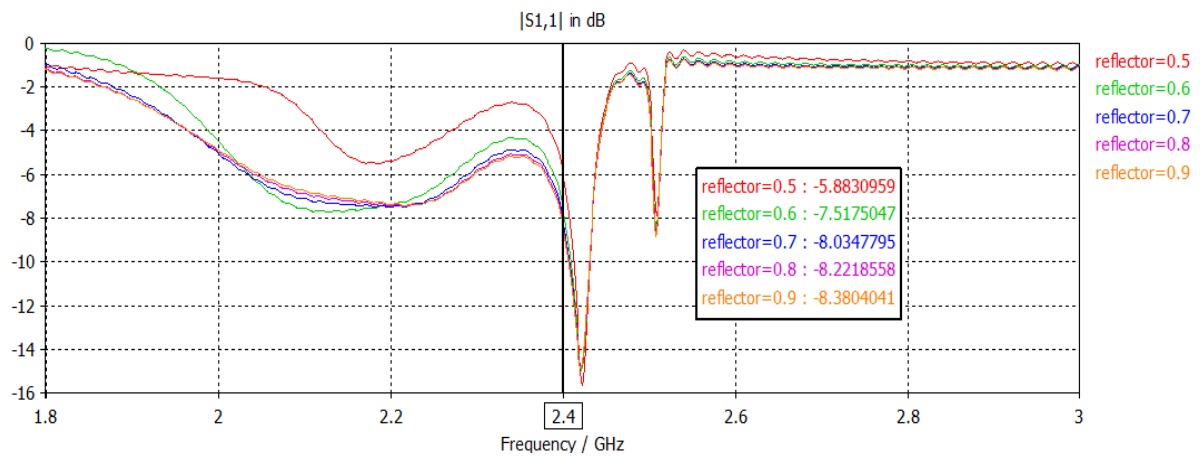
Através da figura anterior, verifica-se que o melhor valor é  $0.15\lambda$ . O valor da distância entre elementos de  $0.35\lambda$ , apesar de possuir um pico de adaptação superior fora dos 2.4 GHz, não foi escolhido devido ao seu diagrama de radiação, figura 3.8.



**Figura 3.8 – Diagrama de radiação para (a) distância entre elementos de  $0.35\lambda$  (b) distância entre elementos de  $0.15\lambda$**

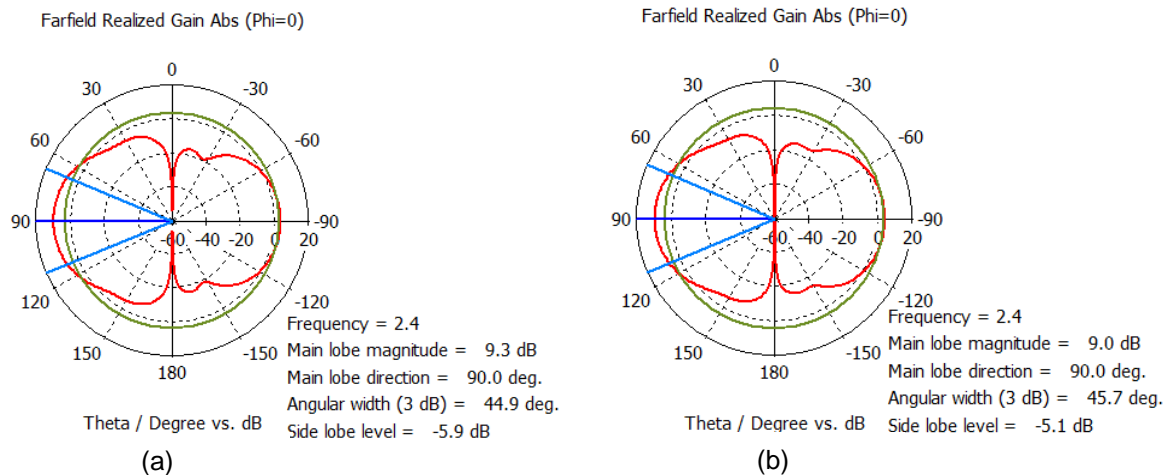
### 3.1.1.2 – Comprimento do elemento refletor

Após a análise da distância entre os elementos estar concluída, segue-se a análise da variação do comprimento do elemento refletor nas características de radiação da antena. Através da figura 3.9, é possível verificar que o comprimento do refletor não tem uma influência muito elevada no coeficiente de onda estacionária. Na figura 3.9, o parâmetro refletor representa o comprimento do refletor em comprimentos de onda.



**Figura 3.9 - Influência do comprimento do refletor no  $S_{11}$**

Verifica-se que o pior valor para a adaptação é aquele em que o refletor tem comprimento de  $0.5\lambda$  e o melhor é o  $0.9\lambda$ . Deste modo, deixa-se ter em consideração o valor de  $0.5\lambda$  e passa-se a apenas olhar para os restantes. Os diagramas de radiação para valores de comprimento de refletor entre  $0.7\lambda$  e  $0.9\lambda$  são idênticos, no entanto, não foram apresentados por não acrescentarem nenhuma informação nova. Na figura 3.10 é possível visualizar o ganho para o comprimento do refletor de  $0.6\lambda$  e  $0.9\lambda$ .

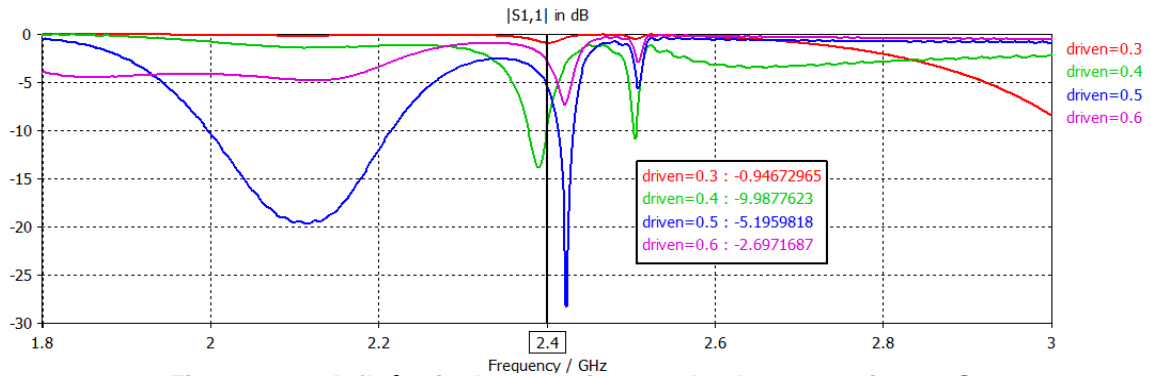


**Figura 3.10 – Diagrama de radiação polar no plano E para comprimento de refletor de (a)  $0.6\lambda$  (b)  $0.9\lambda$**

O valor escolhido para o comprimento do refletor foi  $0.6\lambda$ , porque apresentava um diagrama de radiação idêntico ao de  $0.9\lambda$ , possuindo um ganho ligeiramente maior. Olhando para a adaptação da antena, verifica-se que não existem diferenças significativas, pois os valores de  $S_{11}$  são muito semelhantes.

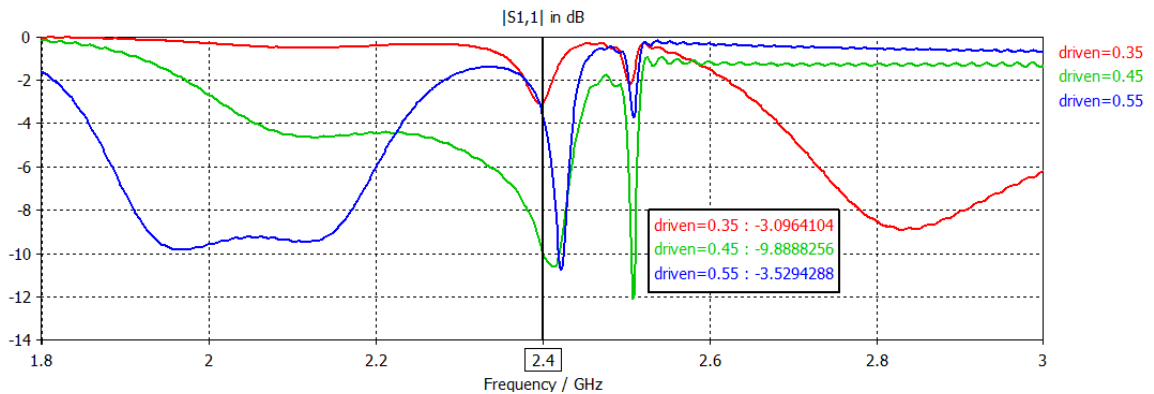
### 3.1.1.3 – Comprimento do elemento ativo

Após a visualização da influência do comprimento do elemento refletor segue-se para o comprimento do elemento ativo. Uma vez mais começa-se pela análise do nível de adaptação, recorrendo-se para isso ao valor de  $S_{11}$ . O valor de  $S_{11}$  para a frequência 2.4 GHz está representado na figura 3.11.



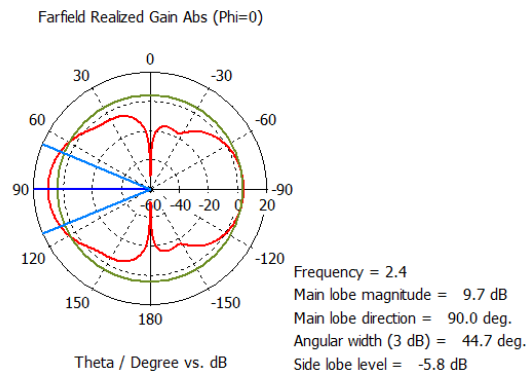
**Figura 3.11 - Influência do comprimento do elemento ativo no  $S_{11}$**

O valor inicial tomado como referência para o comprimento do elemento ativo foi  $0.47\lambda$ , próximo da melhor adaptação da figura anterior ( $0.4\lambda$ ). Para o comprimento do elemento ativo de  $0.47\lambda$ , recorrendo à figura 3.9, verifica-se que  $S_{11}$  vale -7.518 dB e que o ganho no plano E é de 9.3 dBi (figura 3.10 (a)). Analisando o coeficiente de onda estacionária para valores de  $0.35\lambda$ ,  $0.45\lambda$  e  $0.55\lambda$ , figura 3.12, visualiza-se que o  $S_{11}$  toma valores praticamente iguais em  $0.4\lambda$  e  $0.45\lambda$ , pelo que se optou pelo maior valor, pois corresponde aos limites de ressonância desse elemento dados em [9].



**Figura 3.12 – Valores de  $S_{11}$  para comprimento do elemento ativo de  $0.35\lambda$ ,  $0.45\lambda$  e  $0.55\lambda$ .**

Após a determinação do comprimento do elemento ativo e conhecido o valor do coeficiente de onda estacionária ( $S_{11} = -9.889$  dB), falta conhecer o ganho da antena. O ganho da antena poderá ser visualizado no diagrama de radiação da figura 3.13.



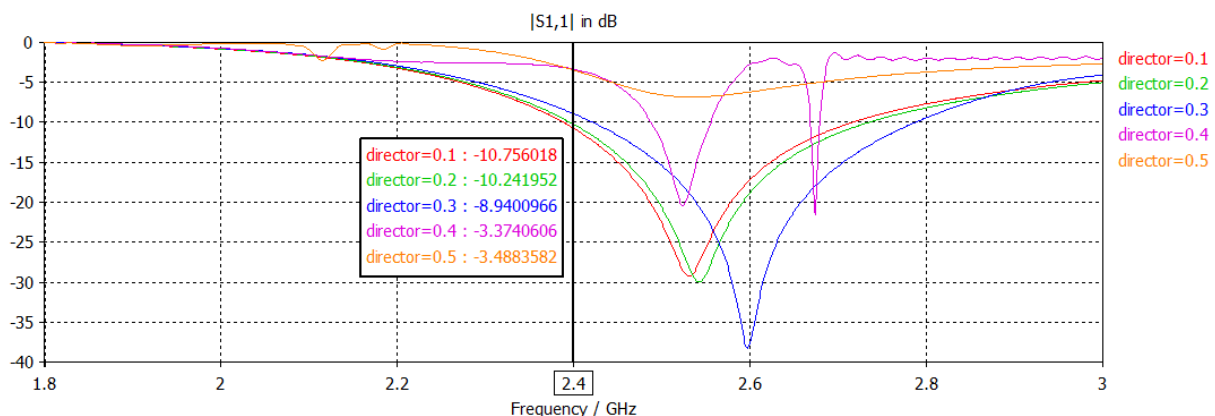
**Figura 3.13 – Diagrama de radiação da antena com comprimento do elemento ativo de  $0.45\lambda$**

Comparando o diagrama de radiação da antena com comprimento do elemento ativo de  $0.45\lambda$ , figura 3.13, com o diagrama de radiação da antena com comprimento de  $0.47\lambda$ , figura 3.10 (a), visualiza-se um aspecto muito idêntico do diagrama de radiação, verificando-se uma diferença de 0.4 dB nos ganhos das antenas.

### 3.1.1.4 – Comprimento dos diretores

Os únicos elementos que ainda não foram abordados são os diretores. Estes elementos segundo [9] são elementos que possuem grande influência no ganho da antena. Espera-se que a sua variação altere significativamente o ganho da antena.

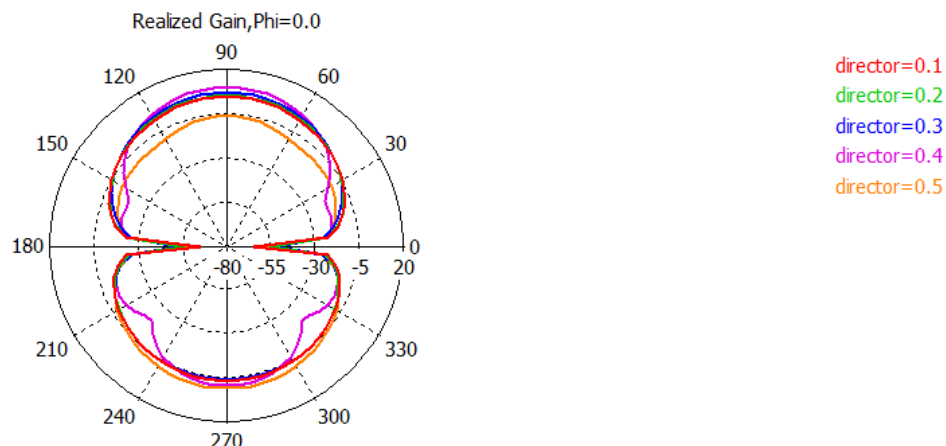
Analisando a variação do comprimento dos diretores no coeficiente de onda estacionária, verifica-se que o comprimento dos diretores influencia significativamente o valor do  $S_{11}$ . Na figura 3.14 é possível verificar o valor do coeficiente de onda estacionária face ao comprimento dos diretores. O parâmetro director da figura representa o comprimento do diretor em comprimentos de onda.



**Figura 3.14 - Influência do comprimento dos diretores no  $S_{11}$**

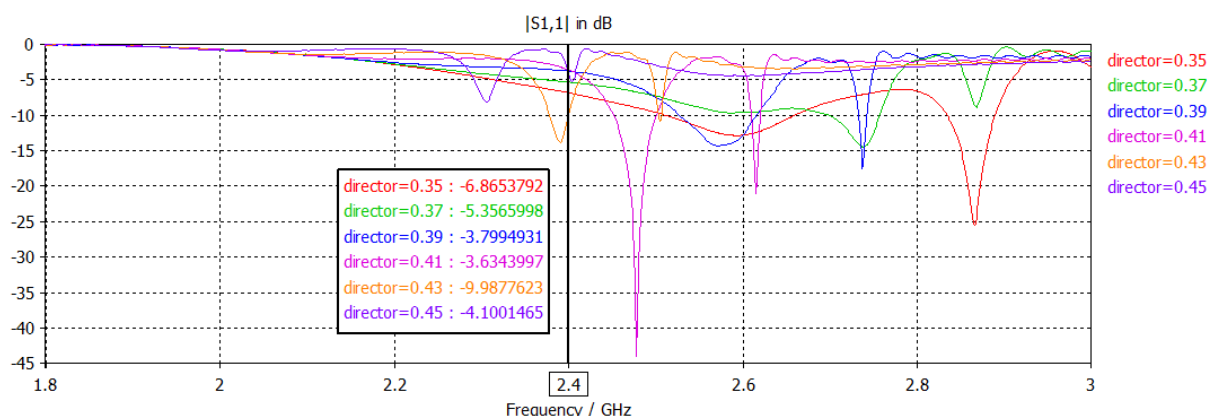
Verifica-se que quanto menor for o comprimento do diretor, melhor será a sua adaptação ( $S_{11}$  toma os valores mais baixos). Porém, com o ganho verifica-se o inverso, quanto menor o

comprimento do diretor, menor será o valor do ganho (figura 3.15). Para comprimento dos diretores de (0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5) $\lambda$  a antenna possuirá ganhos de (4.8, 5.3, 6.7, 8.4, 1.8) dB respetivamente.



**Figura 3.15 - Influência do comprimento dos diretores no diagrama de radiação**

Com a visualização da figura anterior, é possível verificar que os melhores valores do ganho são obtidos para comprimento dos diretores de 0.3 $\lambda$  e 0.4 $\lambda$ . Ora sendo assim, realizou-se um novo varrimento do  $S_{11}$  para comprimentos dos diretores entre 0.35 $\lambda$  e 0.45 $\lambda$ .



**Figura 3.16 -  $S_{11}$  para comprimento dos diretores entre 0.35 $\lambda$  e 0.45 $\lambda$**

Observando a figura 3.16, verifica-se que o melhor valor para o comprimento dos diretores é 0.43 $\lambda$ , ou seja, o valor tomado como referência. Assim, o diagrama de radiação da antenna com o comprimento dos diretores de 0.43 $\lambda$  poderá ser visualizado na figura 3.13.

### 3.1.1.5 – Introdução de mais diretores

Até este momento, verificou-se a influência dos diferentes elementos da antenna nas suas características de radiação. Nesta fase, ocorrerá a introdução de mais elementos na antenna, isto é, a antenna passará a ter mais diretores e verificar-se-á as variações no diagrama de radiação e no  $S_{11}$  da antenna. A antenna em vez de possuir apenas quatro diretores, passará a possuir cinco, seis, até ao

máximo de dez diretores. De seguida, apresenta-se as características de radiação obtidas com a introdução de mais diretores. Nas figuras 3.17 e 3.18 poderá observar-se o coeficiente de onda estacionária para a antenna com cinco até dez diretores. A razão pela qual se dividiu o coeficiente de onda estacionária em duas figuras foi para melhorar a visualização e percepção das curvas de  $S_{11}$  da antenna com os diferentes diretores.

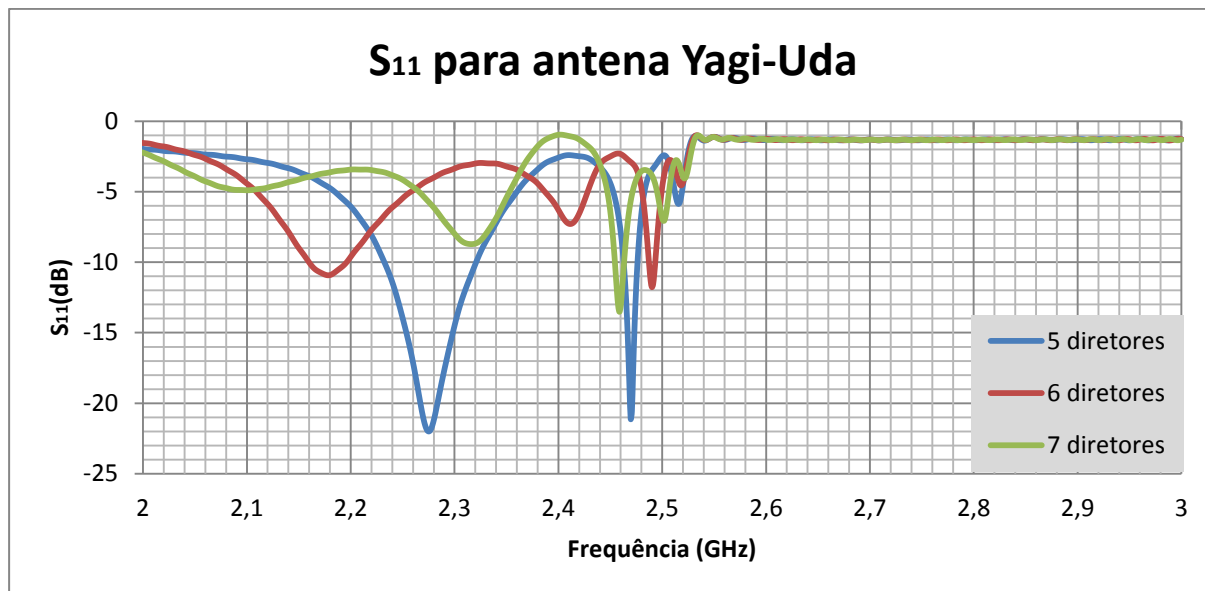


Figura 3.17 –  $S_{11}$  da antena Yagi-Uda com 5, 6 e 7 diretores

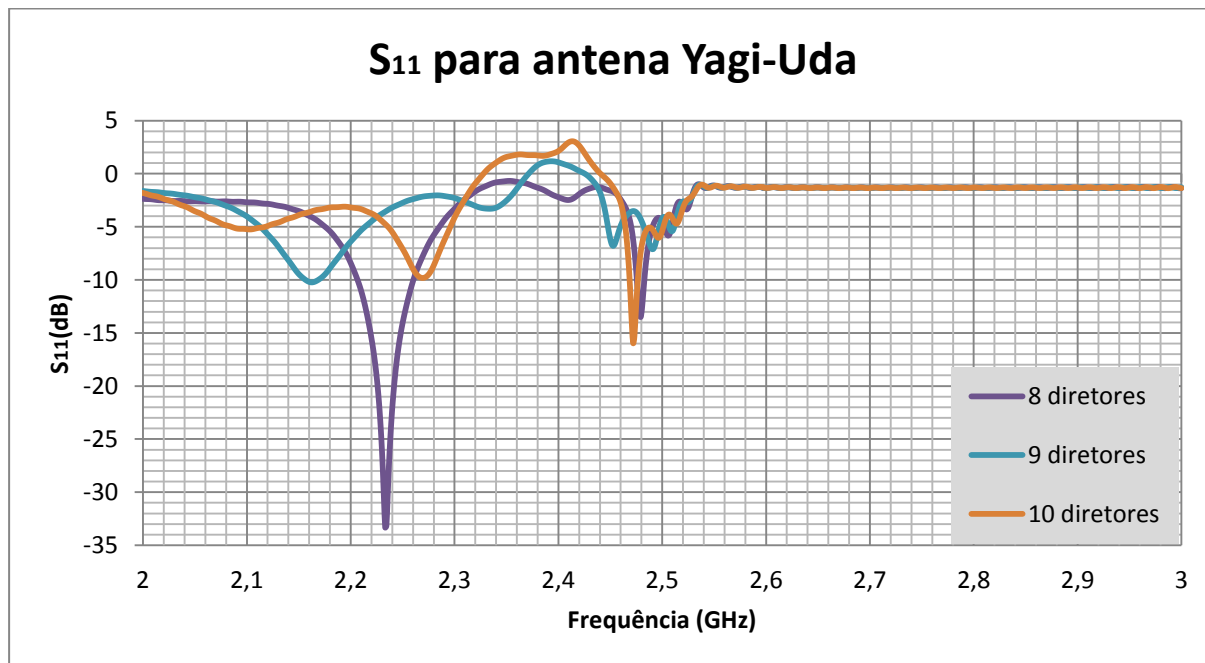


Figura 3.18 –  $S_{11}$  da antena Yagi-Uda com 8, 9 e 10 diretores.

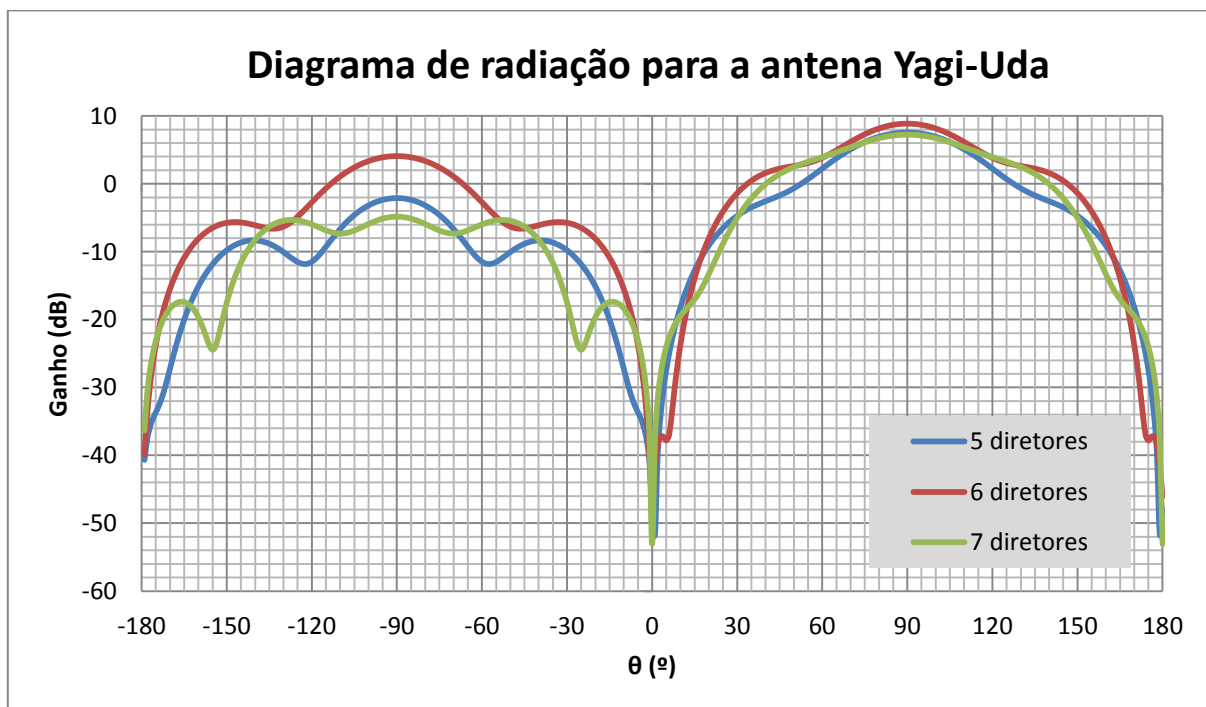
Analisando as figuras anteriores, verifica-se que o aumento dos diretores não melhora a adaptação da antena. Para a antena com quatro diretores, o  $S_{11}$  vale -9.889 dB, que é sempre inferior aos valores obtidos com a antena com mais diretores, ou seja, está melhor adaptada.



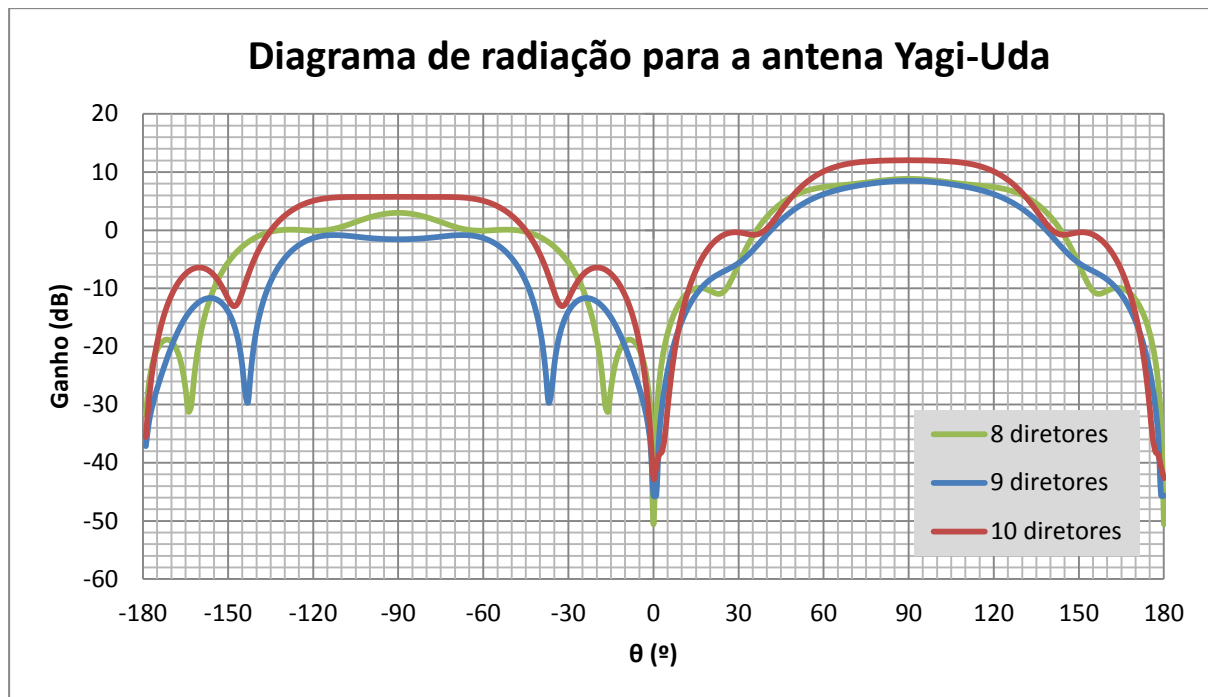
A melhor simulação verifica-se para a antena com seis diretores, na qual  $S_{11}$  vale -6.292 dB e a pior simulação ao nível de adaptação verifica-se para a antena que possui o número máximo de diretores (dez diretores), em que o  $S_{11}$  = 2.139 dB, estando a antena completamente desadaptada.

Analisando agora o ganho, através das figuras 3.19 e 3.20, verifica-se que o aumento do número de diretores não levou a um acréscimo de ganho, sendo que, o único caso em que o ganho é superior à antena com quatro diretores é na antena com 10 diretores. Todas as restantes simulações possuem ganhos inferiores à simulação da antena com quatro diretores (9.7 dB). A antena com 5 diretores possui um ganho de 7.5 dB, a antena com 6 diretores tem ganho de 8.9 dB, a antena com 7 diretores possui um ganho de 7.2 dB, e com 8, 9 e 10 diretores tem ganhos de 8.8, 8.9 e 12 dB respetivamente.

O ganho, tal como no caso do  $S_{11}$ , apresenta-se em duas figuras para melhor perceção. A figura 3.19 apresenta o diagrama de radiação da antena com 5, 6 e 7 diretores, enquanto a figura 3.20 apresenta o diagrama de radiação da antena com 8, 9 e 10 diretores.



**Figura 3.19 – Diagrama de radiação da antena Yagi-Uda com 5, 6 e 7 diretores**



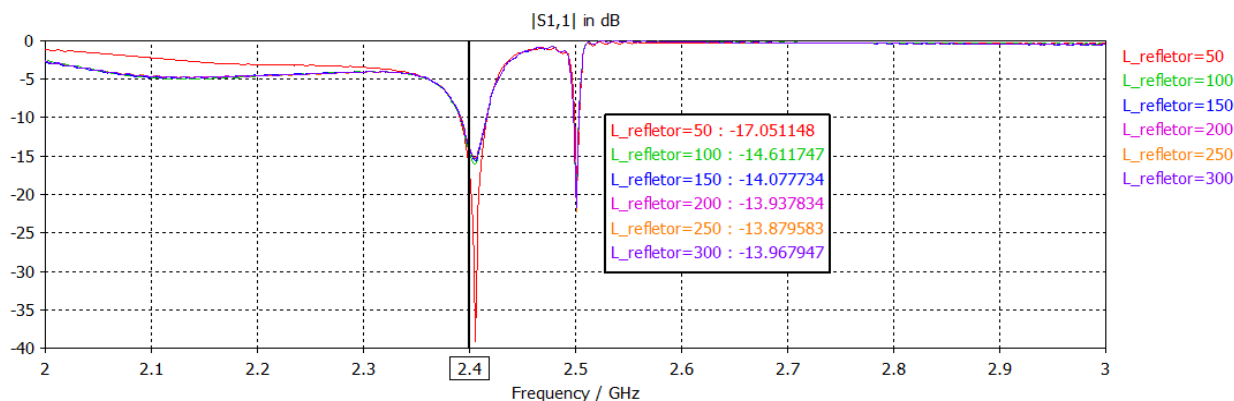
**Figura 3.20 – Diagrama de radiação da antena Yagi-Uda com 8, 9 e 10 diretores**

Outra ilação que se pode retirar analisando dos diagramas de radiação das antenas é que quanto maior for o valor do ganho para  $\theta=90^\circ$ , maior é a amplitude do seu lóbulo traseiro (ganho para  $\theta=-90^\circ$ ).

Assim, verifica-se que o aumento do número de diretores numa antena, não leva obrigatoriamente a um melhoramento das características de radiação da mesma. Nem o ganho da antena é proporcional ao número de elementos diretores presentes na antena. Por outro lado, o aumento do número de diretores vai aumentar a complexidade de construção da antena, e torná-la menos compacta e menos robusta, que são características importantes para aplicações militares.

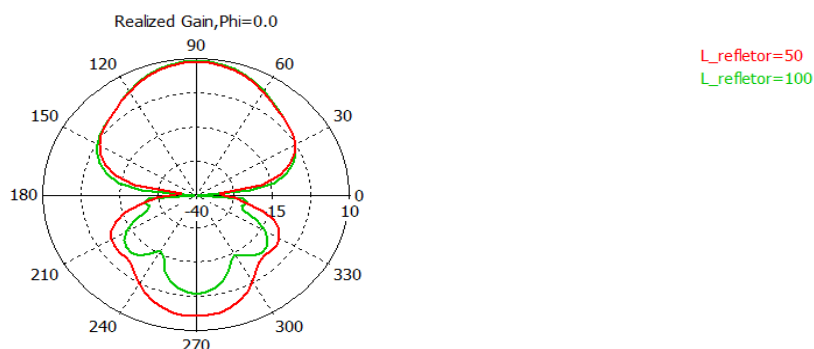
### 3.1.2 – Introdução de um plano refletor

Deste modo, o melhor dimensionamento para a antena Yagi-Uda simulada terá quatro diretores com comprimento de  $0.43\lambda$ , um elemento ativo com comprimento de  $0.45\lambda$ , e um refletor com comprimento de  $0.6\lambda$ . No entanto, com este dimensionamento, a antena simulada possui um lóbulo traseiro com um valor muito elevado. Para obter uma redução da amplitude do lóbulo traseiro e consequentemente uma relação frente-trás mais elevada, introduziu-se um plano refletor de cobre em vez do elemento refletor (fio cobre com 2 mm de diâmetro). Na figura 3.21 é possível verificar a influência do tamanho do plano refletor de cobre nas características de radiação da antena. O plano refletor de cobre utilizado na simulação tem a estrutura de um quadrado com espessura de 2 mm. A espessura escolhida foi essa, por ser esse o valor do diâmetro do elemento refletor que estava presente.



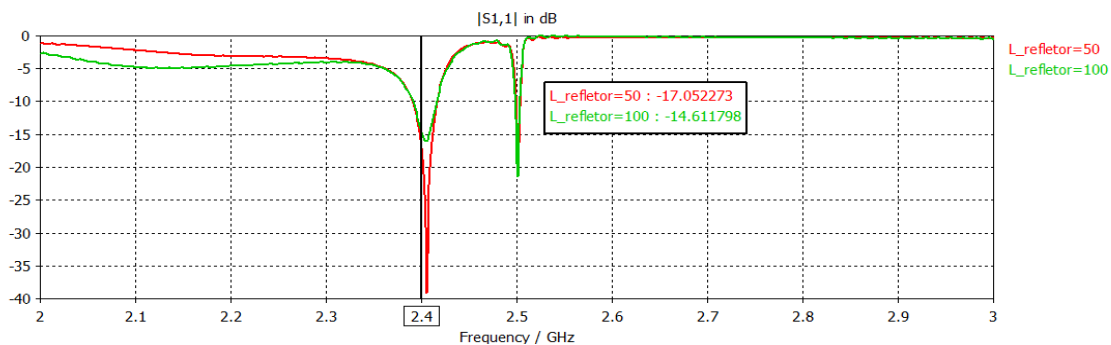
**Figura 3.21 – Influência do tamanho do plano refletor de cobre no coeficiente de onda estacionária da antena Yagi-Uda**

O parâmetro  $L_{\text{refletor}}$  presente na figura 3.21 representa a dimensão, em mm, do lado do quadrado do plano refletor. Verifica-se que quanto menor for o plano refletor, melhor será o nível de adaptação da antena. Através da análise da figura 3.22 que representa o diagrama de radiação da antena com dimensões do plano refletor 50 e 100 mm, verifica-se que a melhor solução é a de 100 mm, porque apresenta um lóbulo de radiação traseiro inferior e um ganho ligeiramente superior, próximo de 9 dB.

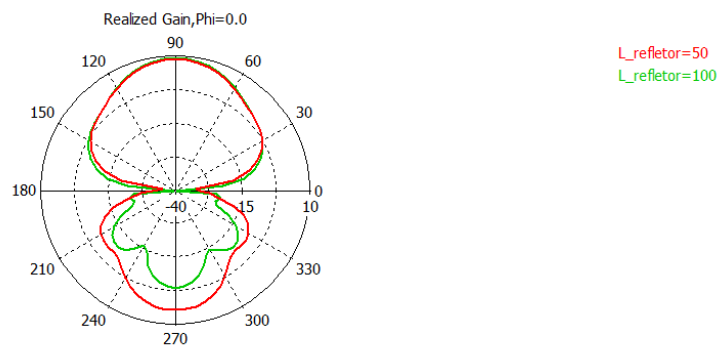


**Figura 3.22 – Influência do tamanho do plano refletor de cobre no diagrama de radiação da antena Yagi-Uda**

Modificando o material do plano refletor de cobre para alumínio, os resultados obtidos estão representados na figura 3.23 e 3.24. Apenas se considerou os planos refletores com lados de dimensões 50 e 100 mm, por serem os melhores resultados em cobre.



**Figura 3.23 – Influência do tamanho do plano refletor de alumínio no coeficiente de onda estacionária da antena Yagi-Uda**



**Figura 3.24 - Influência do tamanho do plano refletor de alumínio no diagrama de radiação da antena Yagi-Uda**

Comparando os resultados dos diagramas de radiação e de  $S_{11}$  do plano refletor de cobre com o plano refletor de alumínio, verifica-se que ambos apresentam poucas diferenças. Tal fato deve-se às propriedades do cobre serem muito idênticas às do alumínio. A introdução do plano refletor permitiu melhorar o lóbulo traseiro da antena, isto é, diminuir o seu valor, sendo por isso introduzido na estrutura da antena.

### 3.2 – Modelo e simulação da antena final

Na seção 3.1 com base nos dados teóricos conhecidos e no programa de simulação CST MWS dimensionou-se uma antena Yagi-Uda, de maneira a que a mesma fosse ressonante na frequência de 2.4 GHz. Contudo, após o dimensionamento e simulação da antena, verificou-se que as características de radiação não satisfaziam os requisitos pré determinados, pois o lóbulo traseiro possuía um valor muito elevado.

As características de radiação da antena foram visualizadas após a modelação da antena no programa de simulação CST MWS. Este programa de simulação utiliza o método de integração de elementos finitos, FIT (*Finite Integration Technique*), como simulador eletromagnético. O método anterior é um método numérico que utiliza uma representação discreta das Equações de Maxwell de forma a resolvê-las a partir da conservação de carga e energia. Deste modo, através deste programa é possível simular antenas e verificar as suas características de radiação. O tempo de cada simulação está dependente não só da estrutura da antena e seus pormenores, mas também do número de células escolhidas. Quanto maior for o número de células, maior será o tempo de simulação e os resultados também serão mais precisos. O dilema é equilibrar tempo de simulação com precisão e exatidão da simulação.

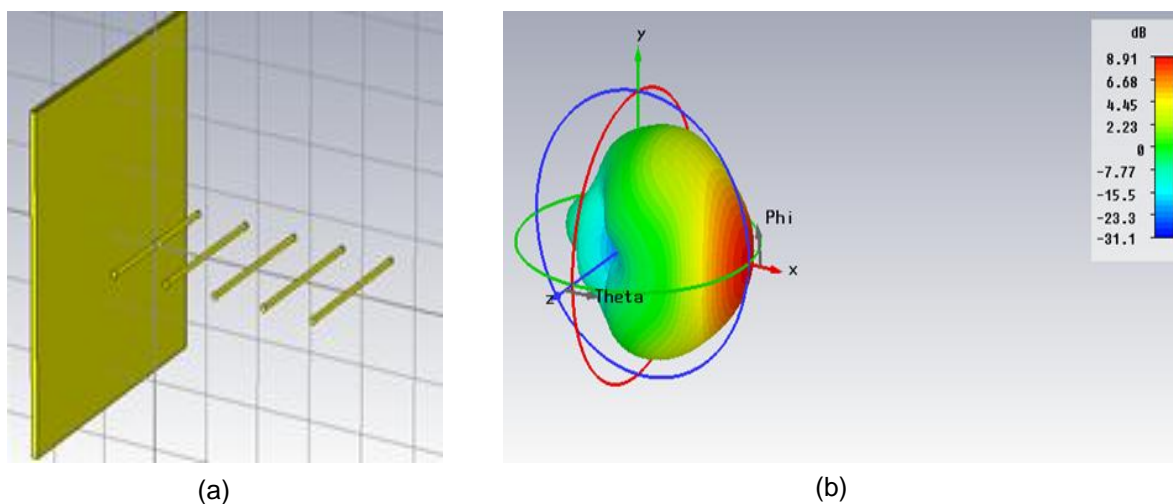
Com o auxílio do programa CST MWS e o dimensionamento inicial da antena Yagi-Uda convencional efetuado na seção 3.1, verificou-se que as características de radiação da antena não satisfaziam os requisitos pretendidos. Pelo que se procedeu à alteração de vários parâmetros constituintes da antena, até se obter o protótipo final da antena Yagi-Uda convencional (tabela 3.3).

Nesta seção será abordado e apresentado o modelo e simulação final da antena Yagi-Uda convencional.

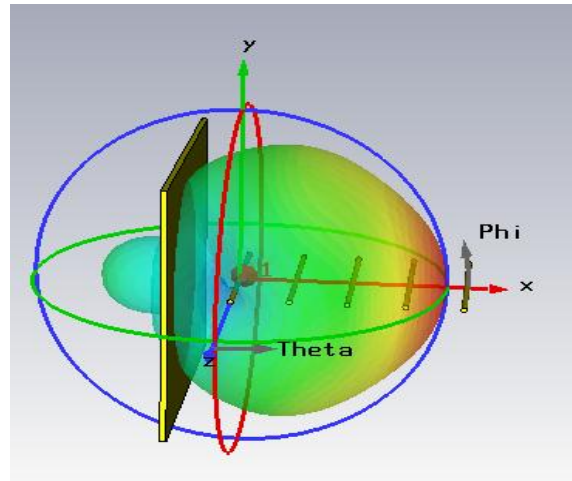
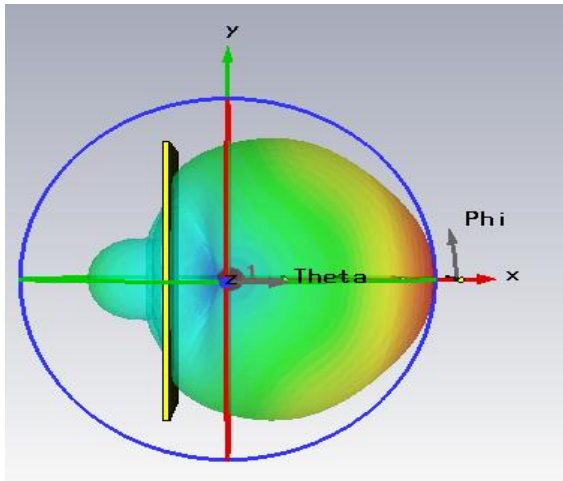
**Tabela 3.3 – Dimensionamento final da antena Yagi-Uda convencional**

Elemento	Comprimento	Espaçamento
Refletor	Placa de alumínio de (100*100*2)mm	_____
Ativo	$0.45 \lambda$	$0.15 \lambda$
Diretor 1	$0.43 \lambda$	$0.15 \lambda$
Diretor 2	$0.43 \lambda$	$0.15 \lambda$
Diretor 3	$0.43 \lambda$	$0.15 \lambda$
Diretor 4	$0.43 \lambda$	$0.15 \lambda$
Ganho (dBi)	8.91	

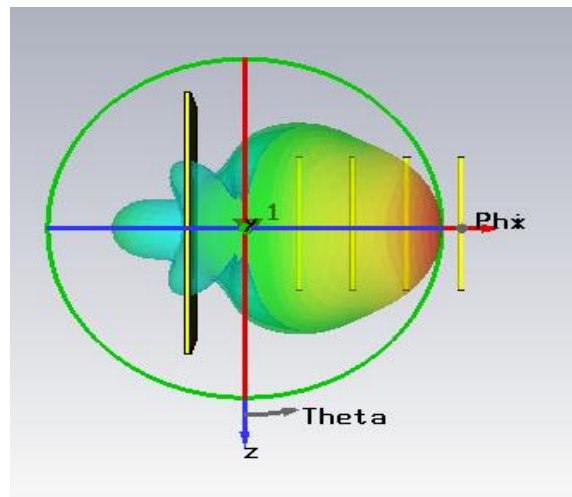
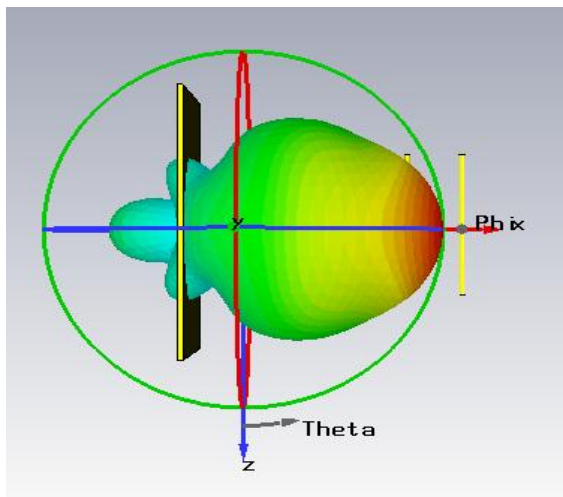
Com os valores da tabela 3.3, modelou-se a antena no programa CST MWS, a qual poderá ser visualizada na figura 3.25 (a). O diagrama de radiação a 3D (três dimensões) poderá ser visualizado na figura 3.25 (b). Através das figuras 3.26 e 3.27 é possível visualizar a antena e o diagrama de radiação sobrepostos e em simultâneo em diferentes perspectivas no programa CST MWS.



**Figura 3.25 – (a) Antena modelada no CST MWS (b) Diagrama de radiação a 3D da antena Yagi-Uda convencional**



**Figura 3.26 – Perspetiva da antena Yagi-Uda convencional vista de frente com o respetivo diagrama de radiação**

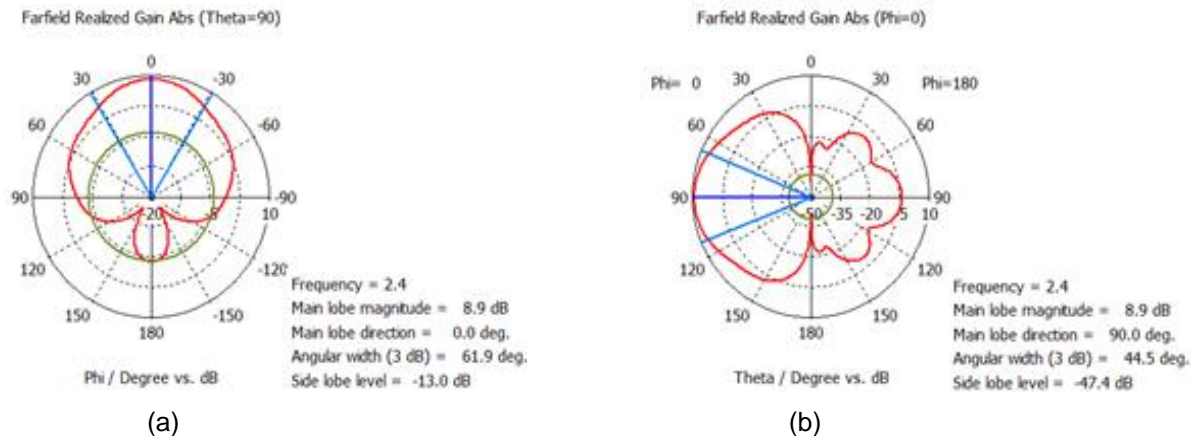


**Figura 3.27 – Perspetiva da antena Yagi-Uda convencional final vista de topo com o respetivo diagrama de radiação**

As diferentes cores apresentadas nas figuras 3.26 e 3.27 representam valores do ganho da antena. Cores quentes como o vermelho e o laranja correspondem aos ganhos mais elevados, cores frias como o azul e o verde correspondem a ganhos mais baixos. A cada cor corresponde um valor de ganho que poderá ser visualizado na figura 3.25 (b).

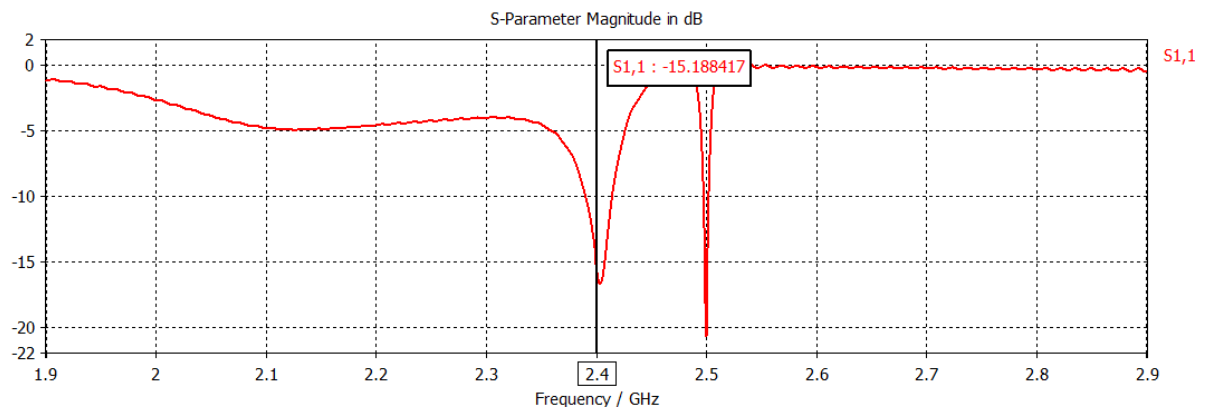
Se for realizado um corte no plano XZ e no plano XY, obter-se-á os diagramas de radiação no plano elétrico (Plano E) e magnético (Plano H) respetivamente, que estão representados na figura 3.28. Comparando os resultados obtidos da antena dimensionada inicialmente (figura 3.3 e figura 3.4) com os obtidos no dimensionamento final (figura 3.28 e figura 3.29) verifica-se que o NLS (nível de lóbulos secundários) é melhor na simulação final, pois apresenta lóbulos secundários mais pequenos e o lóbulo traseiro também é significativamente melhor, porque possui um valor mais reduzido.

No entanto, a largura de feixe a -3 dB (HPBW) no plano E permanece praticamente constante, passa de 44.8° para 44.5°.



**Figura 3.28 – (a) Diagrama polar do ganho da antena Yagi – Uda convencional final dimensionada no plano H (b) Diagrama polar do ganho da antena Yagi – Uda convencional final dimensionada no plano E**

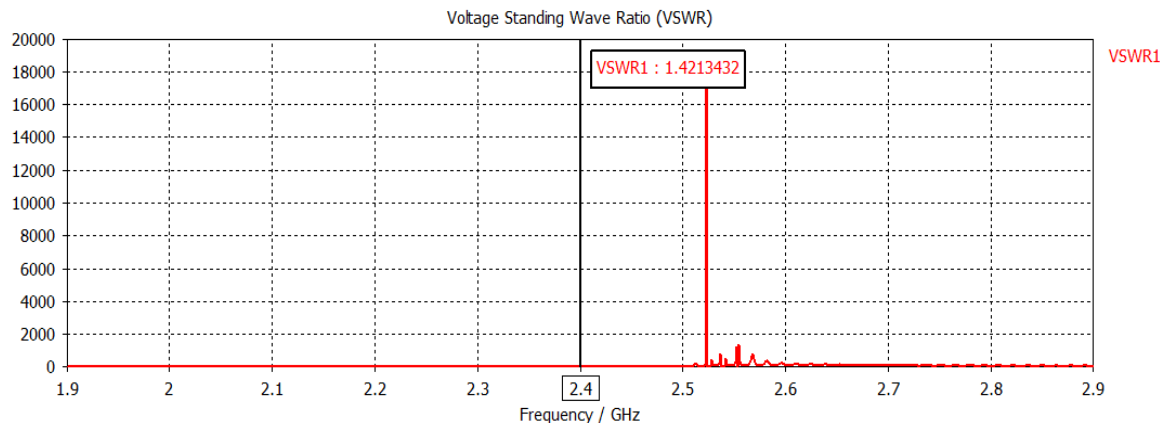
Analisando agora a adaptação da antena, figura 3.29, verifica-se que a antena com o dimensionamento final está mais bem adaptada, pois o valor do coeficiente de onda estacionária (-15.19 dB) é inferior ao da antena inicial que era de -9.799 dB. No entanto, o pico de adaptação está nos 2.5 GHz, porque é nessa frequência que o coeficiente de onda estacionária toma o seu valor mais baixo ( $S_{11} = -21.04$  dB). Referir que nesta antena não se utilizou nenhum sistema de adaptação, porque o dimensionamento de todos os seus elementos foi suficiente para a antena estar bem adaptada.



**Figura 3.29 – Coeficiente de onda estacionária da antena Yagi – Uda convencional final**

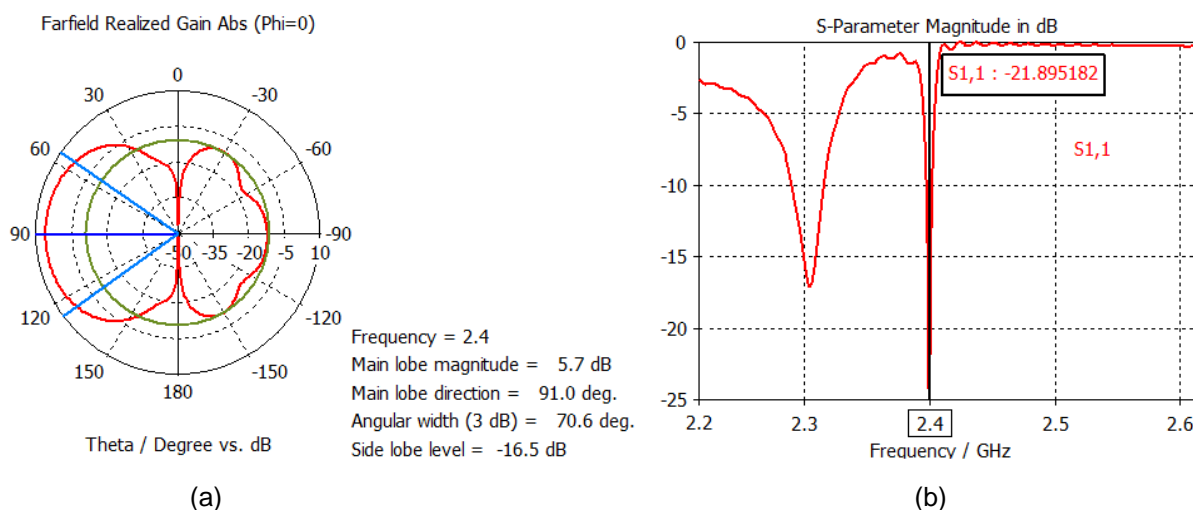
Outra forma de verificar a adaptação da antena é visualizar o valor do *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR), que em português tem a designação de relação de onda estacionária.





**Figura 3.30 – VSWR da antenna Yagi-Uda convencional final**

Se na antenna Yagi-Uda final construída (tabela 3.3) se alterasse ligeiramente o comprimento dos diretores, aumento de 2.4 mm, o pico de adaptação da figura 3.29 passaria de 2.5 GHz para 2.4 GHz. No entanto, o ganho diminuiria substancialmente de 8.9 dB para 5.7 dB. Os valores do ganho e de  $S_{11}$  obtidos após essa alteração estão demonstrados na figura 3.31.



**Figura 3.31 – (a) Diagrama de radiação no plano E (b)  $S_{11}$**

Verifica-se que o ligeiro aumento do comprimento dos diretores resulta numa melhoria na adaptação, contudo, a diminuição acentuada do ganho leva a que não seja a opção final selecionada, pois pretende-se posteriormente colocar apenas alguns diretores em curto-circuito, o que levará a baixar o ganho da antenna para valores relativamente pequenos.

Na tabela 3.4 encontra-se as características de radiação da antenna Yagi-Uda convencional inicialmente dimensionada e do modelo da antenna Yagi-Uda convencional final.



**Tabela 3.4 – Resumo das características de radiação das duas antenas Yagi-Uda convencionais dimensionadas (inicial e final)**

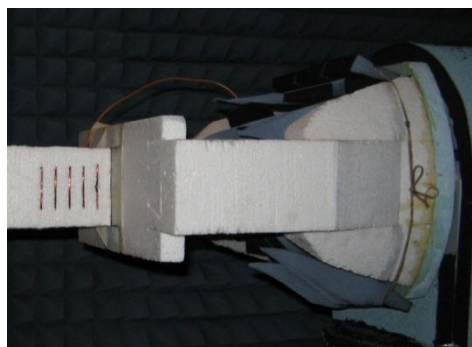
	Antena Yagi-Uda convencional inicial		Antena Yagi-Uda convencional final	
	Plano E	Plano H	Plano E	Plano H
Ganho (dBi)	9.7	9.7	8.9	8.9
HPBW	44.8°	52.8°	44.5°	61.9°
NLS (dB)	-6	-5.4	-47.4	-13
S <sub>11</sub> (dB)	-9.799		-15.19	

### 3.3 – Construção e medidas experimentais

Concluída a fase de dimensionamento e simulação da antena, procedeu-se à construção física da antena. Nesta seção aborda-se o método de construção da antena, bem como, as características de radiação da antena experimentalmente medidas, recorrendo à câmara anecoica e ao *Network Analyser*.

#### 3.3.1 – Construção

Nesta fase deixa-se de pensar na simulação da antena e passa-se a ter preocupações de como realizá-la a nível prático. Surgem problemas como o tipo de materiais utilizados, a influência dos mesmos nas características de radiação da antena, bem como as suas dimensões. Todas estas questões foram pensadas e tidas em atenção no decorrer das simulações de modo a que a antena fosse exequível a nível prático. A antena construída encontra-se representada na figura 3.32, na câmara anecoica.



**Figura 3.32 – Antena Yagi – Uda convencional**

As dimensões de cada elemento da antena, bem como a sua disposição encontram-se apresentadas na tabela 3.3.

Quanto a materiais utilizados na sua construção foram os seguintes: fio cobre de diâmetro 2 mm; placa de alumínio de dimensões (100 mm \* 100 mm \* 2 mm); placa de esferovite; cabo coaxial e um conector macho SMA.

A alimentação da antena foi realizada através do conjunto conector SMA e cabo coaxial, que se ligam ao elemento ativo da antena. O fio de cobre utilizado para a conceção dos diretores e elemento ativo da antena possuía 2 mm de diâmetro devido a questões práticas. Para o suporte da placa de alumínio, bem como de todos os restantes elementos da antena foi utilizado uma placa de esferovite com 4 cm de espessura. O fato de ter sido utilizado o esferovite como elemento de suporte deveu-se à sua pouca influência no diagrama de radiação da antena, visto que a sua constante elétrica relativa tem um valor próximo de um e não apresenta perdas significativas nesta banda de frequências. Durante a fase de simulação foi pensado em madeira seca para substituir o esferovite por ser mais resistente, contudo, a utilização da mesma alterava significativamente as características de radiação da antena.

### **3.3.2 – Medidas experimentais**

Após o dimensionamento, simulação e construção da antena procedeu-se às medições laboratoriais. Nesta fase, mediu-se experimentalmente os diagramas de radiação da antena no plano elétrico e magnético e o coeficiente de onda estacionária. Para tal utilizou-se a câmara anecoica (CA) e o *Network Analyser (NA)* existentes no Instituto Superior Técnico (IST).

A câmara anecoica utilizada possui um comprimento de 8,5 m, uma largura de 4,6 m e uma altura de 3,6 m. Funciona de 1 a 20 GHz e as suas paredes são constituídas por elementos de espuma com revestimento de grafite que asseguram uma boa absorção dos sinais que atinjam as paredes da câmara. No seu interior encontram-se duas torres, sendo que a antena a testar tem um posicionador de azimuth, permitindo assim efetuar medições no plano horizontal e no plano vertical. A sonda de recessão inclui apenas um posicionador de polarização (Horizontal). A distância entre as antenas de emissão e de recessão é aproximadamente de 5 m.

Os posicionadores são alimentados pelos seguintes equipamentos:

- Power Control Unit, AL-4146-2, Orbit Advanced Technologies.
- Position Controller, AL-4906-3A, Orbit Advanced Technologies.

A geração do sinal e o procedimento da sua análise são efetuados recorrendo aos seguintes equipamentos:

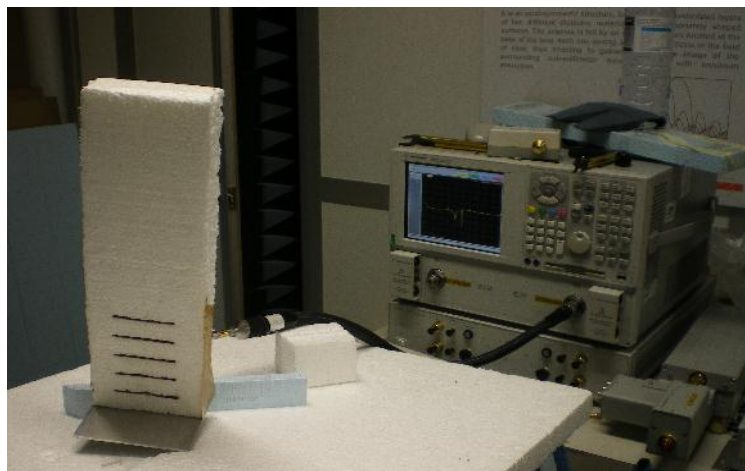
- MXG Analog Signal Generator, 100kHz-20GHz, N5183A, Agilent Technologies.
- PNA-X Measurement Receiver, N5264A, Agilent Technologies.

A aquisição de dados bem como o controlo dos posicionadores, gerador e analisador vetorial é efetuado através de um *software* próprio (pertencente ao Laboratório do Instituto de Telecomunicações).

Após a obtenção dos resultados experimentais, foi possível proceder-se a uma comparação entre os resultados simulados e medidos.

### 3.3.2.1 – Coeficiente de Onda Estacionária ( $S_{11}$ )

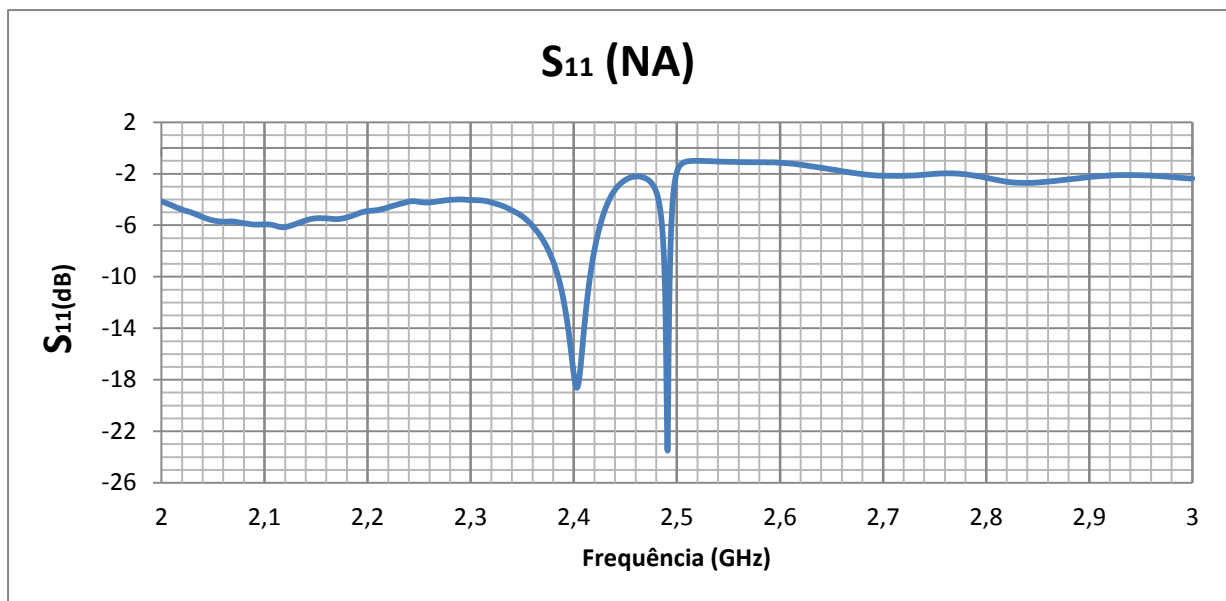
Para a realização da medição experimental do  $S_{11}$ , utilizou-se o NA existente no laboratório de radiofrequência II do IST. Efetuou-se um varrimento na frequência de 2 a 3 GHz, para posteriormente ser possível comparar os valores medidos no NA com os simulados no programa CST MWS. A montagem para a medição do  $S_{11}$  pode ser visualizada na figura 3.33.



**Figura 3.33 – Montagem experimental para medição do  $S_{11}$**

Através da montagem anterior foi possível medir experimentalmente o valor de  $S_{11}$ . A figura 3.34 representa o  $S_{11}$ , em dB, medido pelo NA com varrimento na frequência de 2 a 3 GHz.

Perante a figura 3.34 é possível verificar que a antena para a frequência pretendida, 2.4 GHz, possui um valor de  $S_{11}$  abaixo dos -15 dB ( $S_{11}=-17.58$  dB). O que nos indica que a antena está bem adaptada. No entanto, a frequência de ressonância da antena é a 2.491 GHz, pois é nessa frequência que a antena possui o valor mais baixo de  $S_{11}$  (-23.5 dB).



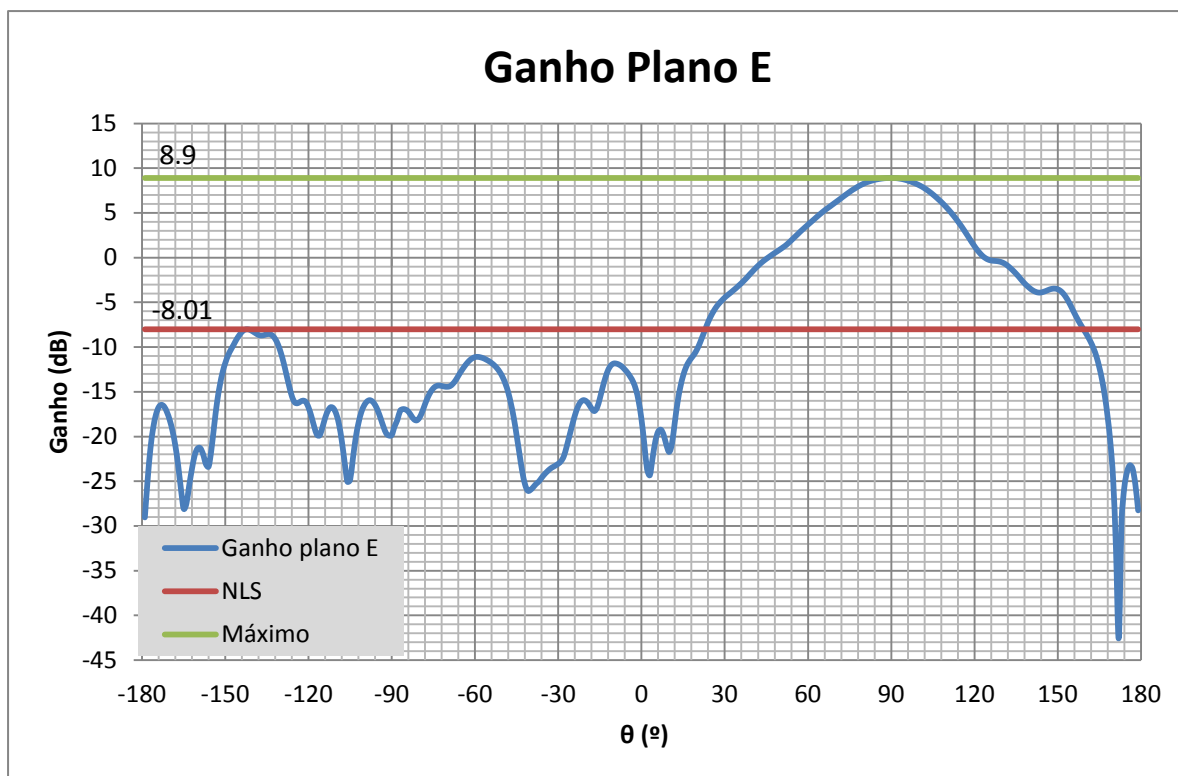
**Figura 3.34 –  $S_{11}$  experimental da antena Yagi-Uda convencional construída**

### 3.3.3.2 – Ganhos da antena

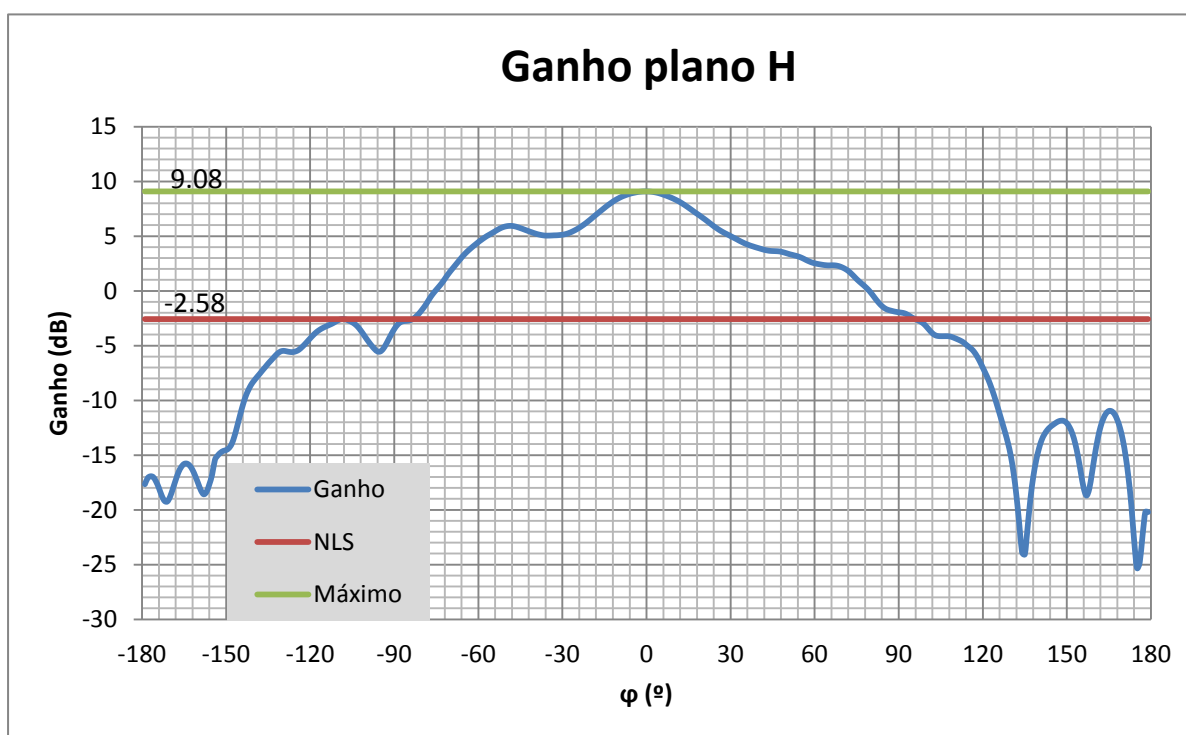
Após a medição experimental do  $S_{11}$ , seguiram-se as medidas na câmara anecoica para determinação dos ganhos e diagramas de radiação nos dois planos de radiação (plano E e plano H). Para determinar o ganho das antenas, foi necessário a utilização de cornetas de calibração. As curvas de calibração da corneta nos dois planos encontram-se no Anexo E, bem como o método a seguir para determinar o ganho da antena. Nas figuras 3.35 e 3.36 estão representados os ganhos experimentais no plano E e no plano H respectivamente.

Na figura 3.35 estão representadas curvas com cores distintas. A curva a verde representa o ganho máximo da antena (8.9 dB) no plano E e a curva azul representa o ganho da antena no plano E. Observando a figura 3.26 e a figura anterior verifica-se que a antena está com o seu máximo onde se pretendia,  $\theta=90^\circ$ , pois o plano refletor leva a que a antena radie o seu máximo nessa direção. A curva a vermelho representa a amplitude máxima do lóbulo secundário, a qual permite deduzir que o NLS é de 16.91 dB.

Como os lóbulos secundários são bastante inferiores ( <-15 dB) quando comparados com o principal, significa que os mesmos não causam interferência significativa na radiação do lóbulo principal. A largura de feixe a -3 dB neste plano é de  $45^\circ$ .



**Figura 3.35 – Diagrama de radiação da antena no plano E**



**Figura 3.36 – Diagrama de radiação da antena no plano H**

Comparando o ganho do plano E (8.9 dB) com o ganho do plano H (9.08 dB), verifica-se que é praticamente o mesmo. Quanto à largura de feixe a -3 dB verifica-se que no plano H é ligeiramente superior, passando de 45° para 46°. Através da curva vermelha infere-se que o valor do NLS no plano

H é de 11.66 dB, ou seja, inferior ao do plano E (16.91 dB), o que significa que neste plano a influência dos lóbulos secundários é mais elevada.

Na tabela 3.5, encontram-se resumidas as características experimentais obtidas dos dois planos.

**Tabela 3.5 – Resumo das medidas experimentais da antena Yagi-Uda convencional final no plano E e no plano H**

	Plano E	Plano H
Ganho (dBi)	8.9	9.08
NLS (dB)	16.91	11.66
Largura de feixe (-3 dB)	45°	46°
$S_{11}$ (dB)	-17.58	

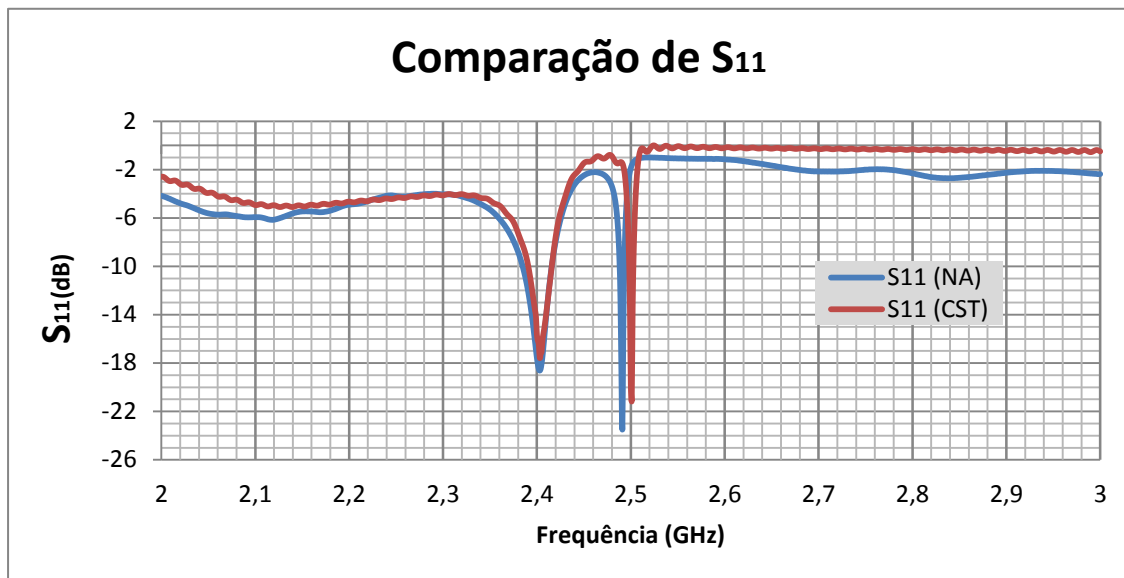
### 3.4 – Comparação entre simulações e resultados experimentais

Com base no dimensionamento (seção 3.1), simulação (seção 3.2) e construção da antena (seção 3.3), chegou-se à fase de aquisição de dados experimentais para comparação com os simulados (seção 3.4). Após o tratamento de dados na seção anterior, é possível neste momento efetuar uma comparação entre os valores esperados (resultados simulados) com os reais (resultados medidos experimentalmente).

Nesta seção efetuou-se a comparação dos resultados simulados no programa CST MWS, com os medidos no NA e na CA. Os parâmetros a comparar serão o  $S_{11}$ , ganhos e diagramas de radiação em ambos os planos de radiação. No final será apresentada uma tabela que resume os resultados mais relevantes da comparação efetuada.

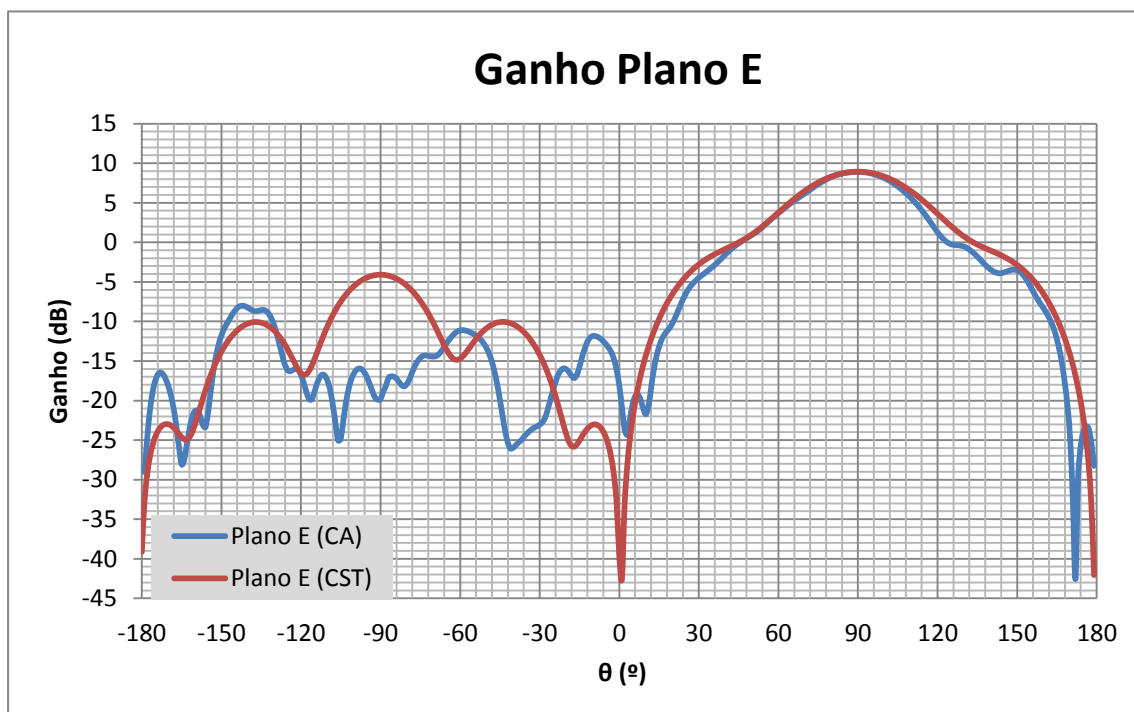
A figura 3.37 permite visualizar e comparar o  $S_{11}$  medido experimentalmente no NA e o simulado no programa CST MWS. Analisando a figura 3.37, verifica-se que existe uma grande semelhança entre os resultados simulados e os experimentais. Observa-se que para a frequência pretendida (2.4 GHz) as curvas são praticamente coincidentes, no entanto, o valor experimental é melhor comparado com o simulado. Para 2.4 GHz, o  $S_{11}$  simulado (curva a vermelho) vale -15.19 dB, enquanto o medido (curva a azul) vale -17.58 dB. Verifica-se que tanto na simulação da antena no CST MWS como a nível experimental, a antena encontra-se em ressonância numa frequência superior a 2.4 GHz. Na simulação acontece em 2.5 GHz e na medição com o NA ocorre em 2.491 GHz. Os valores obtidos nessas frequências são muito idênticos, na simulação em 2.5 GHz,  $S_{11}$  vale -21.04 dB e na medição experimental (2.491GHz) vale -23.5 dB. A diferença entre os valores de  $S_{11}$

medidos e simulados em 2.4 GHz é de aproximadamente 2.5 dB. A mesma diferença verifica-se entre o valor entre o  $S_{11}$  medido experimentalmente em 2.491 GHz e o  $S_{11}$  simulado em 2.5 GHz.



**Figura 3.37 – Comparação dos valores de  $S_{11}$  obtidos experimentalmente no NA e simulados no programa de simulação CST MWS**

Seguidamente serão apresentados os gráficos das comparações entre os diagramas de radiação nos dois planos. O plano E está representado na figura 3.38, enquanto o plano H está representado na figura 3.40.

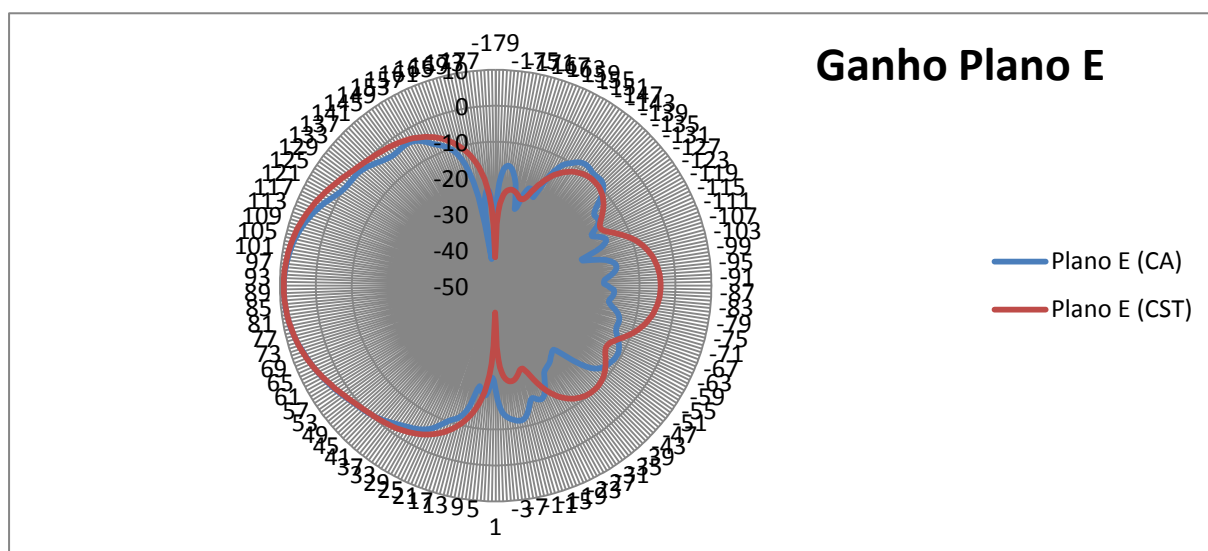


**Figura 3.38 - Comparação do diagrama de radiação da antena no plano E**

Pela figura anterior, verifica-se que o diagrama de radiação no plano E é mais simétrico na simulação (curva vermelha) do que na realidade (curva azul). No entanto, confirma-se que o máximo

da antena está segundo o mesmo ângulo ( $90^\circ$ ) e possui sensivelmente a mesma amplitude, tanto na simulação como na realidade.

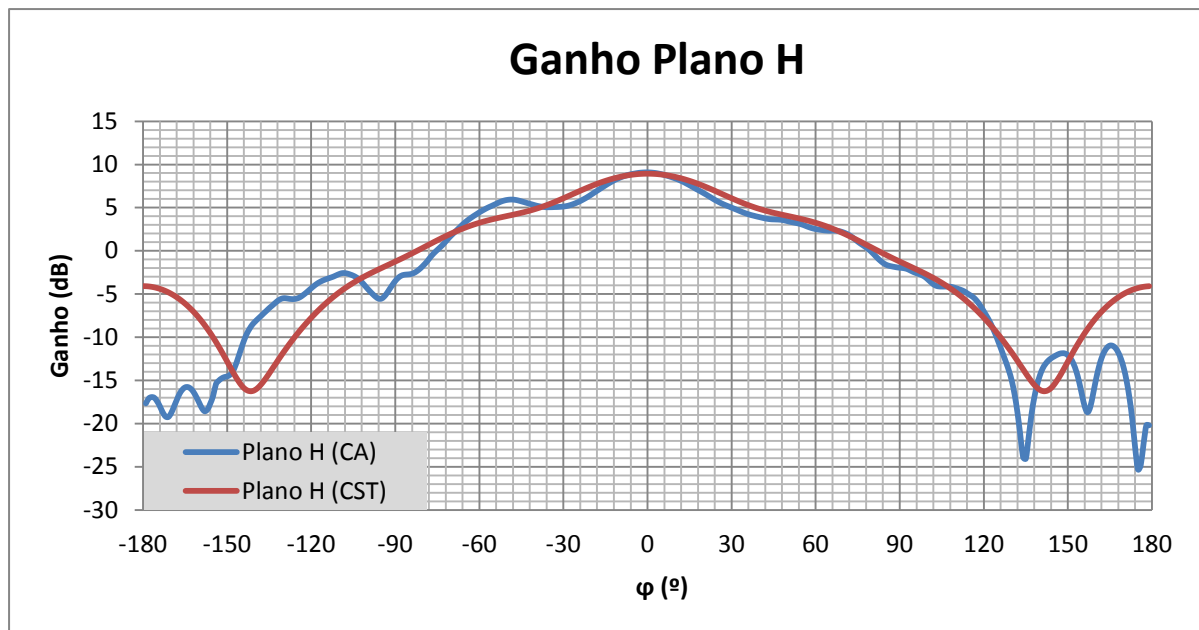
Nas medidas experimentais (curva azul) nota-se que a antena apresenta uma boa simetria entre  $0^\circ$  e  $180^\circ$ , e que para ângulos entre  $0^\circ$  e  $-180^\circ$  o seu diagrama de radiação é ligeiramente melhor face ao simulado, porque para  $\theta=-90^\circ$  radia menos. Pretende-se que a antena radie o máximo possível para a sua frente ( $\theta=90^\circ$ ) e o mínimo na direção oposta ( $\theta=-90^\circ$ ). O diagrama polar da figura 3.39 permite a visualização do campo elétrico numa perspetiva diferente da apresentada na figura 3.38. Através da visualização do diagrama polar é mais perceptível e intuitivo o que se afirmou e concluiu anteriormente na comparação das medidas efetuadas no simulador (curva vermelha) e na CA (curva azul).



**Figura 3.39 - Comparação do diagrama de radiação polar da antena no plano E**

De seguida apresenta-se a comparação dos diagramas de radiação no plano H, onde a curva vermelha continua a representar os valores simulados no programa CST MWS e a curva azul os valores medidos experimentalmente na CA. Tal como aconteceu no plano E, os valores obtidos experimentalmente na CA apresentam uma coincidência muito elevada com os simulados no programa CST MWS. O direcionamento e amplitude do ganho máximo no plano H é praticamente o mesmo quer se observe os resultados simulados, quer se olhe para os experimentais. A diferença de amplitude do ganho máximo simulado e real é inferior a 0.2 dB, quanto ao seu direcionamento não existe qualquer diferença, isto é, tanto a nível experimental como na simulação está segundo  $\varphi=0^\circ$ , ou seja, está na direção pretendida. Observando a figura 3.40, verifica-se que caso alguém estivesse no local do plano refletor e olhasse para a sua frente, isto é, para  $\theta=90^\circ$ , observaria um diagrama extremamente simétrico, pois estaria a observar o plano H entre os ângulos  $\varphi=-90^\circ$  e  $\varphi=90^\circ$ .





**Figura 3.40 - Comparação do diagrama de radiação da antena no plano H**

Para uma melhor percepção de todos os resultados obtidos, a tabela 3.6 apresenta uma comparação entre resultados obtidos experimentalmente e os resultados obtidos por simulação.

**Tabela 3.6 – Resumo da comparação entre resultados simulados e medidos**

	Resultados obtidos experimentalmente		Resultados obtidos por simulação	
	Plano E	Plano H	Plano E	Plano H
Largura de feixe a -3 dB	45°	46°	44.5°	61.9°
G (dBi)	8.9	9.08	8.9	8.9
NLS (dB)	-16.91	-11.66	-47.4	-13
S <sub>11</sub> (dB)	-17.58		-15.19	

Em síntese, pode-se verificar que a tabela anterior resulta da aglutinação dos resultados obtidos na tabela 3.4 e na tabela 3.5. Através dela verifica-se que existe uma grande semelhança entre os resultados esperados fornecidos pelo programa de simulação CST MWS e os obtidos na câmara anecoica e no *Network Analyser*. Verifica-se que a única diferença entre o ganho simulado e o real ocorre no plano H, contudo essa diferença não é relevante (0.18 dB). A antena possui relativamente o mesmo ganho em ambos os planos, no plano E tem ganho de 8.9 dB, enquanto no plano H o seu ganho é de 9.08dB. Quanto à largura de feixe no plano E é praticamente a mesma, porém, no plano H difere bastante. O programa de simulação CST MWS indicou uma largura de feixe a -3 dB de 61.9°, enquanto na câmara anecoica era de 46°. Analisando o nível de adaptação da

antena, isto é, o valor de  $S_{11}$  verifica-se que as medições reais ( $S_{11}=-17.58$  dB) indicam que a antenna possui uma adaptação melhor do que a esperada ( $S_{11}=-15.19$  dB).

Após a análise e comparação entre os resultados medidos e os resultados esperados verifica-se que são muito semelhantes. Como essa semelhança é muito elevada, pode-se afirmar que o dimensionamento final da antenna Yagi – Uda convencional (tabela 3.3) é um bom ponto de partida para o dimensionamento da nova antenna, que possuirá díodos na sua constituição.

Ao longo do capítulo foi possível constatar que os diferentes elementos da antenna possuem diferentes influências nas características de radiação da antenna. Verifica-se que o comprimento do elemento refletor (fio de cobre) não possui grande influência na adaptação da antenna, no entanto, quando é substituído por um plano, a sua influência faz-se notar. Quanto maior for o plano refletor, menor será o lóbulo traseiro da antenna, contudo quanto menor for a sua dimensão melhor será a adaptação da antenna. O elemento ativo tem grande influência no  $S_{11}$ , enquanto os diretores possuem uma contribuição elevada no ganho da antenna. Todavia, o simples aumento do número de diretores presentes na estrutura da antenna, não implica necessariamente o aumento do ganho nem a melhoria da adaptação da antenna.

Recorrendo ao programa de simulação CST MWS e através das variações efetuadas nos elementos constituintes da antenna, verifica-se que as mesmas contribuíram não só para o dimensionamento final da antenna Yagi - Uda, bem como, para retirar ilações sobre a influência dos diferentes elementos da antenna nas características de radiação da mesma.

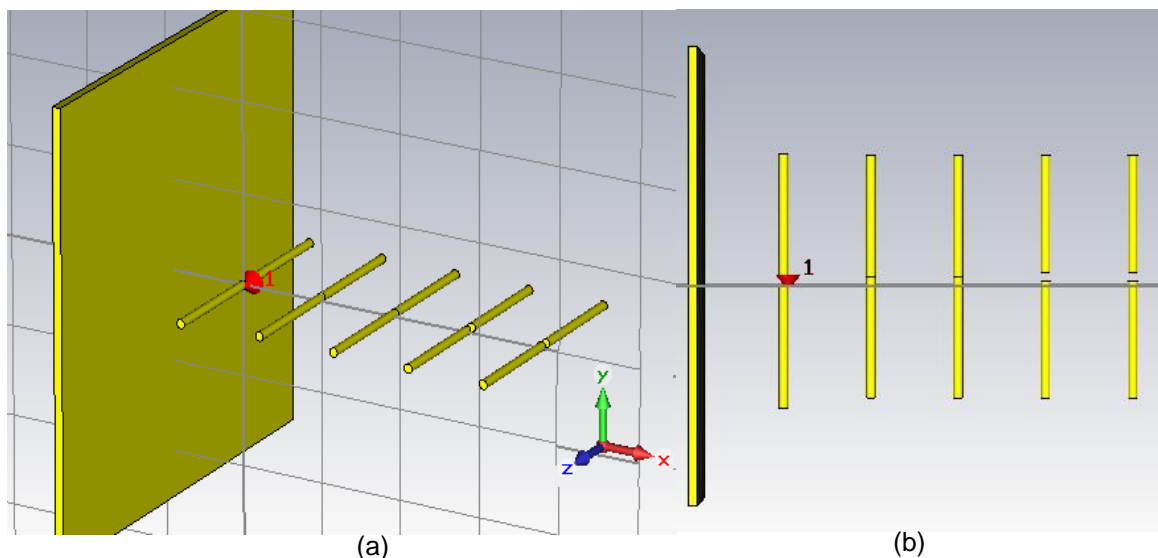
Após a visualização e comparação dos valores medidos com os simulados, pode-se afirmar que o dimensionamento da antenna permite alcançar as características de radiação que foram previamente especificadas, existindo uma grande semelhança entre a parte experimental e as simulações no programa de simulação CST MWS.

## Capítulo 4

### 4 – Antena com regulação do ganho e largura de feixe a -3 dB

Após a construção da antena Yagi - Uda convencional e comparação entre os resultados simulados e medidos, chega a altura de se efetuar modificações na estrutura da antena Yagi-Uda convencional de modo a alcançar uma nova antena que permita regular a largura de feixe a -3 dB e a amplitude do seu ganho.

Inicialmente interessava verificar a forma de regular as características de radiação da antena, ou seja, realizar e simular o curto-circuito e o circuito aberto dos diretores da antena. Assim, para a simulação do curto-circuito e circuito aberto dos diretores da antena, inicialmente procedeu-se a uma divisão dos diretores da antena Yagi-Uda convencional em duas partes de igual comprimento. Deste modo, o diretor possuía dois “braços” que quando unidos, isto é, sem afastamento representariam o curto-circuito do diretor. Para a realização do circuito aberto no programa CST MWS, afastou-se os “braços” dos diretores com uma determinada distância. Através da figura 4.1 visualiza-se a construção da antena no programa de simulação CST MWS com os dois primeiros diretores em curto-circuito e os últimos dois em circuito aberto.



**Figura 4.1 – Antena Yagi-Uda com os dois primeiros diretores em curto-circuito e os últimos dois em circuito aberto com vista (a) perspectiva (b) topo.**

Como a antena possui quatro diretores, existiriam dezasseis possibilidades de modo a cobrir todas as posições de circuito aberto e curto-circuito possíveis (Anexo F). No entanto, apresentam-se apenas algumas simulações, de modo a ser ilustrativo a influência do afastamento entre os “braços” dos diretores para a obtenção do curto – circuito ou circuito aberto. Na figura 4.1 está representada a antena com os dois primeiros diretores em curto-circuito e os últimos dois diretores em circuito aberto, com um afastamento entre os “braços” dos diretores de 2 mm. Os resultados obtidos das simulações

da antena com os diretores em curto-circuito e em circuito aberto estão representados da figura 4.2 até à figura 4.5. Na figura 4.2 e figura 4.4 estão apresentadas as características de radiação da antena para os “braços” dos diretores afastados entre si de 1 mm, enquanto nas figuras 4.3 e 4.5, o circuito aberto nos diretores foi simulado com um afastamento de 2 mm.

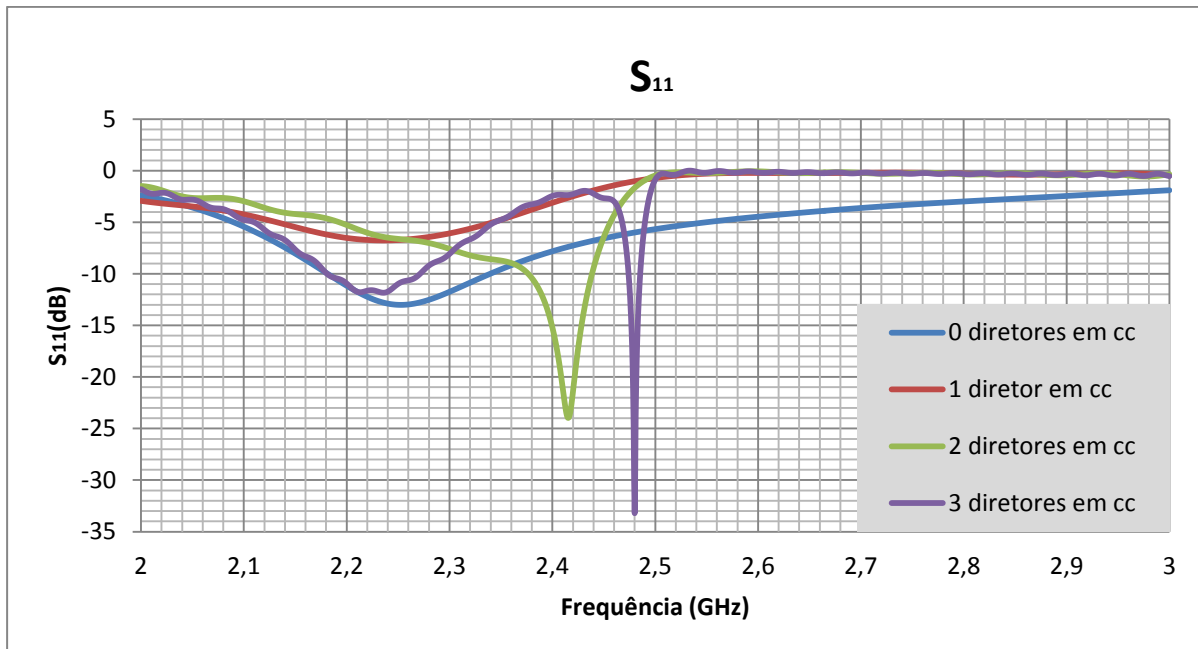


Figura 4.2 –  $S_{11}$  da antena para um afastamento entre os “braços” dos diretores de 1 mm

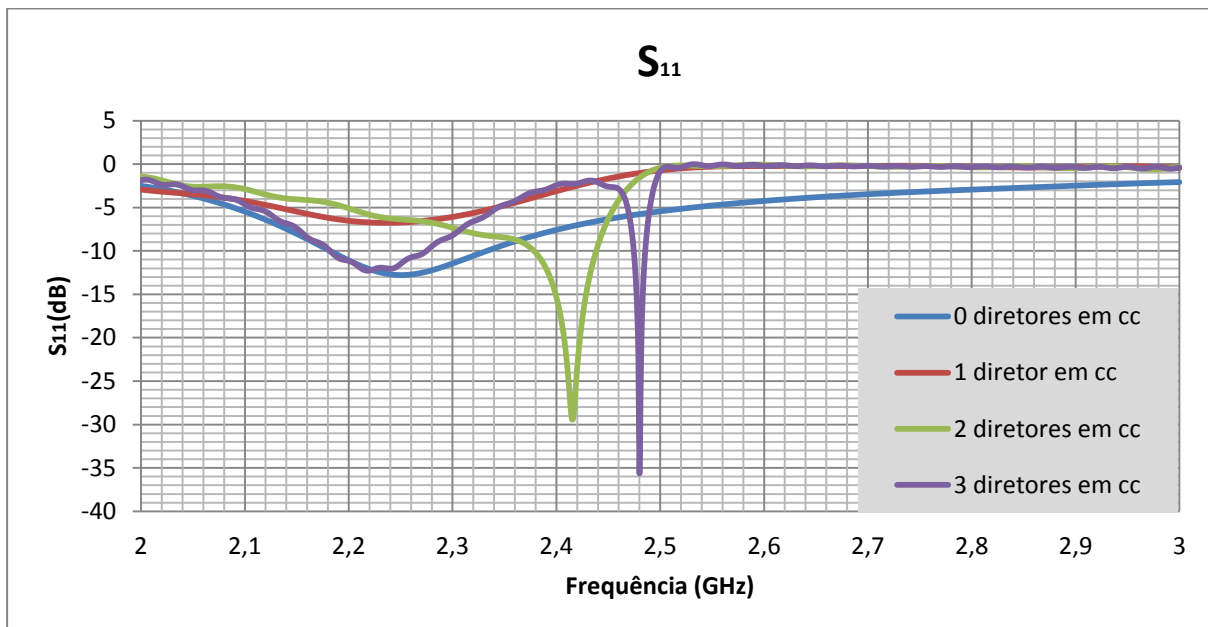
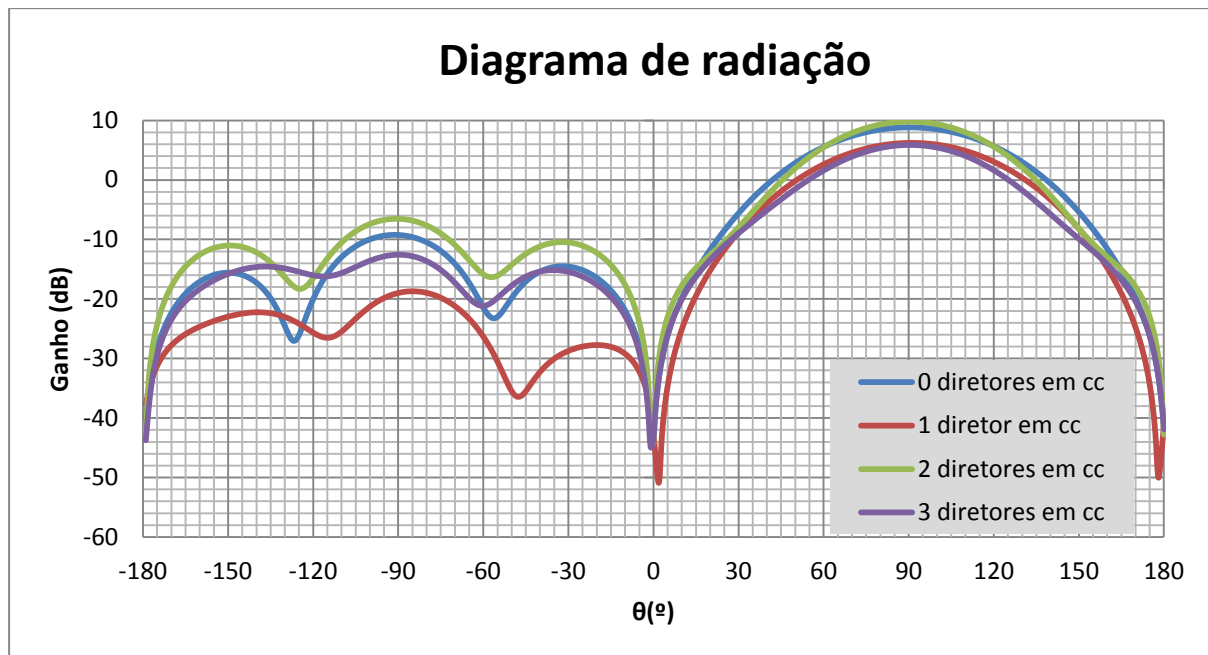
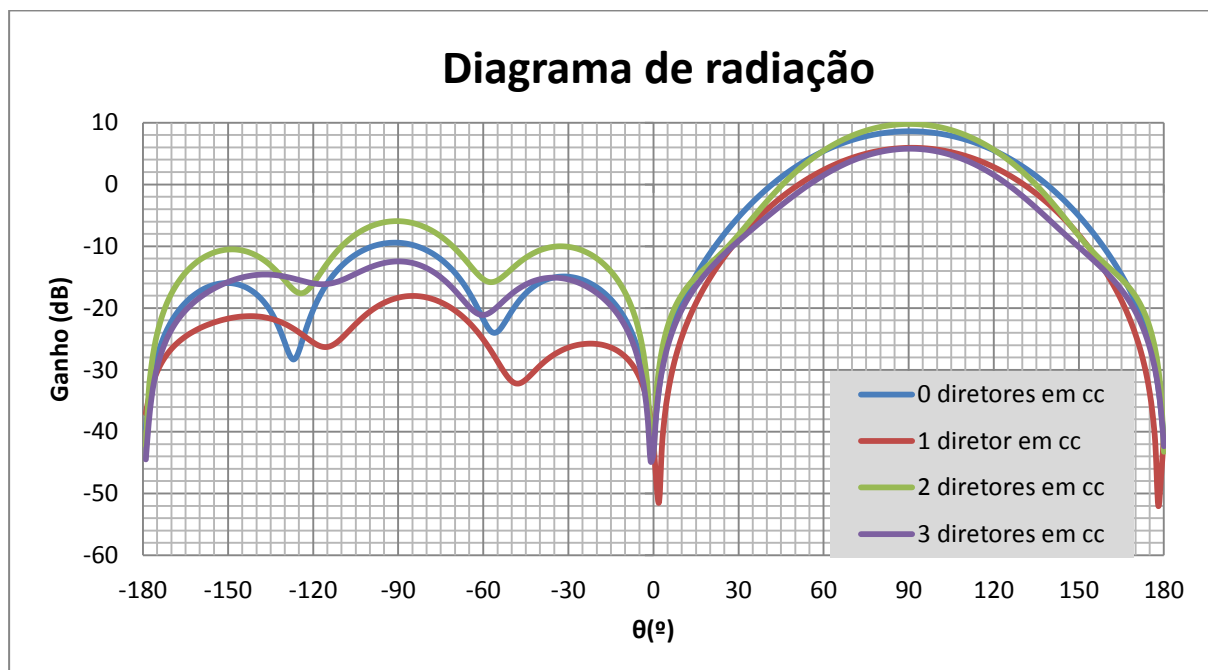


Figura 4.3 –  $S_{11}$  da antena para um afastamento entre os “braços” dos diretores de 2 mm



**Figura 4.4 – Diagrama de radiação da antena com afastamento entre “braços” dos diretores de 1 mm (Plano E)**



**Figura 4.5 – Diagrama de radiação da antena com afastamento entre “braços” dos diretores de 2 mm (Plano E)**

Nas figuras anteriores, as curvas com diferentes cores representam as simulações obtidas no programa de simulação CST MWS. Apenas foram apresentados os diagramas de radiação e o  $S_{11}$  para a antena com os três primeiros diretores em curto-circuito (curva roxo), os dois primeiros diretores em curto-circuito (curva verde), apenas o primeiro diretor em curto-circuito (curva vermelha) e nenhum diretor em curto-circuito (curva azul). Apenas está apresentado o diagrama de radiação do plano E por ser esse o plano que nos interessa.

Com a visualização da figura 4.2 e da figura 4.3 é possível verificar a influência do espaçamento entre os “braços” dos diretores para a simulação do circuito aberto. Observando-se a figura 4.2 verifica-se que os maiores picos de adaptação, ou seja, valores mais baixos de  $S_{11}$  estão nas simulações com os dois primeiros diretores em curto-circuito e os três primeiros diretores em curto-circuito, no entanto, esses valores não se encontram na frequência 2.4 GHz. No primeiro caso,  $S_{11}$  vale -23.95 dB e está na frequência 2.415 GHz, e na simulação em que os três primeiros diretores estão em curto – circuito,  $S_{11}$ = -33.21dB em  $f=2.48$  GHz. Analisando agora a figura 4.3, em que se passa de um espaçamento entre “braços” de diretores de 1 mm para 2 mm, verifica-se o mesmo cenário, no qual as melhores simulações são as que apresentam a antena com os dois primeiros diretores em curto – circuito e os três primeiros diretores em curto - circuito, porém, os valores mínimos de  $S_{11}$  sofrem alterações, isto é, são menores. No caso da antena com dois diretores em curto-circuito  $S_{11}$ = -29.42 dB para  $f=2.415$  GHz e no caso dos três primeiros diretores em curto – circuito,  $S_{11}$ = -35.64 dB em  $f=2.48$  GHz. Para a frequência pretendida, 2.4 GHz, os valores estão apresentados na tabela 4.1.

Analisando os ganhos da antena, figura 4.4 e figura 4.5, observa-se que os diagramas de radiação da antena para a distância entre “braços” dos diretores de 1 mm e 2 mm são muito semelhantes. Em todas as simulações a amplitude do ganho máximo difere, todavia a direção em que acontece é sempre a mesma ( $\theta=90^\circ$ ). Observa-se que a simulação que permite obter o maior ganho é a que apresenta os dois primeiros diretores em curto-circuito, no entanto, essa simulação é a que apresenta o lóbulo traseiro mais elevado ( $\theta=-90^\circ$ ). Se analisarmos a melhor solução em termos de radiação a  $180^\circ$  da direção pretendida ( $\theta=-90^\circ$ ), verifica-se que a melhor simulação é a de um diretor em curto-circuito, contudo, é a que apresenta o ganho mais baixo na direção desejada ( $\theta=90^\circ$ ). Os ganhos alcançados no plano E ( $\theta=90^\circ$ ), para uma frequência de 2.4 GHz e com uma distância entre “braços” de diretores de 1 e 2 mm estão apresentados na tabela 4.1.

Após a visualização das figuras anteriores, verifica-se que a distância entre os “braços” dos diretores influencia o diagrama de radiação, bem como, o coeficiente de onda estacionária da antena. Confirma-se que a divisão dos diretores em duas partes e o afastamento dos seus “braços” tem influência no desempenho da antena, permitindo efetuar o curto-circuito e o circuito aberto dos vários diretores que constituem a antena. Pretende-se que o afastamento dos “braços” dos diretores não seja manual, isto é, que não seja necessário mover os “braços” dos diretores de modo a afastá-los entre si para se estabelecer o circuito aberto. A razão de tal acontecer prende-se com duas questões, a primeira é a comodidade, funcionalidade e a durabilidade da antena, a segunda resulta das características de radiação da antena modificarem-se com a distância entre os “braços” dos diretores. Assim, afastar os “braços” dos diretores manualmente poderia levar a erros e à obtenção de resultados diferentes dos desejados.

O problema do afastamento dos “braços” dos diretores foi resolvido com a introdução de díodos na estrutura da antena. Deste modo, os díodos têm a função de efetuar o curto-circuito ou o

circuito aberto entre os “braços” dos diretores. Quando os díodos conduzem estabelece-se o curto-circuito, quando os díodos estão ao corte (não conduzem) estabelece-se o circuito aberto.

Na tabela 4.1 encontra-se em resumo o ganho no plano E ( $\theta=90^\circ$ ) e o  $S_{11}$  obtidos nas várias simulações da antena com os diretores em curto-circuito e em circuito aberto para a frequência de 2,4 GHz.

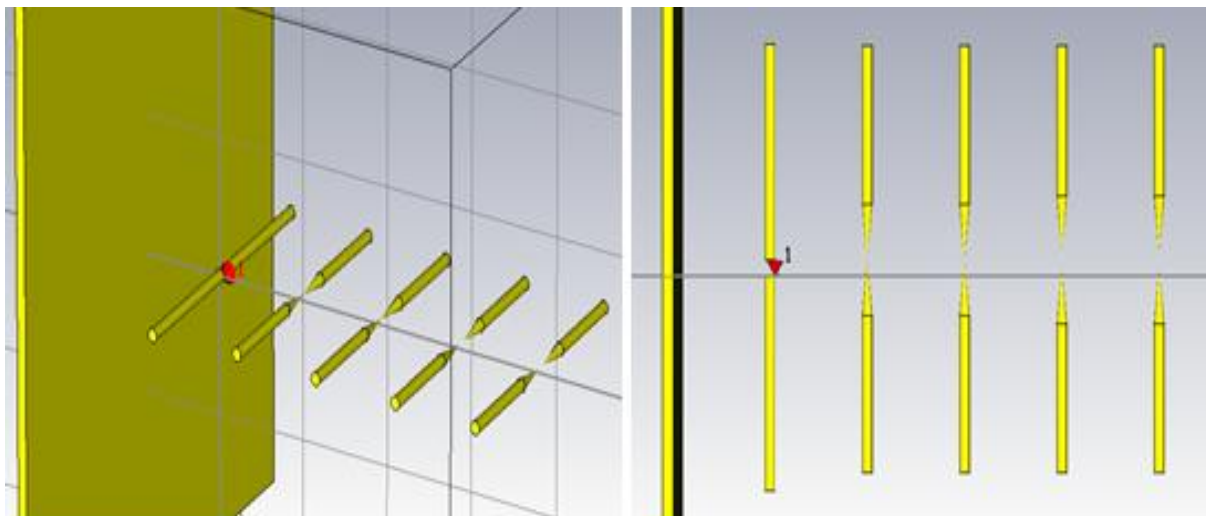
**Tabela 4.1 - Resumo do ganho no plano E ( $\theta=90^\circ$ ) e do  $S_{11}$  obtidos nas várias simulações da antena com os diretores em curto-circuito e em circuito aberto**

	Distância entre “braços” dos diretores			
	1 mm		2 mm	
	G (dB)	$S_{11}$ (dB)	G (dB)	$S_{11}$ (dB)
Nenhum diretor em curto-circuito	8.834	-7.79	8.605	-7.54
1º diretor em curto-circuito	6.225	-3.08	5.93	-3.08
1º e 2º diretor em curto-circuito	9.801	-15.63	9.793	-15.79
1º, 2º e 3º diretor em curto-circuito	5.879	-2.42	5.783	-2.38

#### 4.1 – Modelo da antena com a introdução de díodos

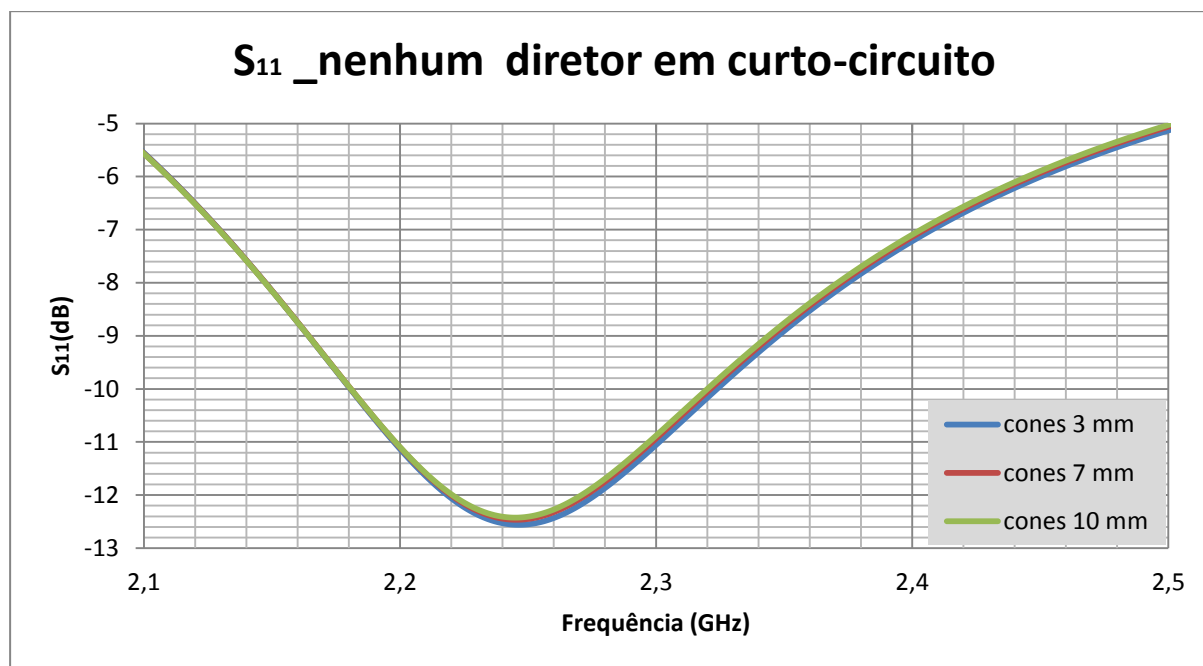
Nas estruturas das antenas anteriores, os diretores eram formados por fios de cobre cilíndricos. Antes da introdução dos díodos na antena procedeu-se a uma alteração nos diretores, em vez de acabarem de forma cilíndrica acabam em cone, para que desse modo seja mais fácil soldar os díodos entre os “braços” dos diretores e além disso, verificar se essa modificação trazia uma melhoria na adaptação da antena ou um aumento do ganho [21]. Com a utilização do programa de simulação CST MWS obteve-se os diagramas de radiação (plano E) e o  $S_{11}$  da antena Yagi-Uda com os diretores acabados em cone. As alturas dos cones utilizadas nas simulações foram 3, 7 e 10 mm e o afastamento entre os “braços” dos diretores para simulação do circuito aberto foi de 2 mm. Apenas serão apresentados os resultados obtidos nas simulações da antena Yagi - Uda com nenhum diretor em curto-circuito, apenas o primeiro diretor em curto-circuito, o primeiro e o segundo diretor em curto-circuito e a simulação dos três primeiros diretores em curto-circuito. A razão de se apresentarem apenas essas simulações deve-se ao fato de apenas pretender-se visualizar a influência dos cones

nas características de radiação da antena. Na figura 4.6 está apresentado a antena no simulador CST MWS com os diretores acabados em cone.



**Figura 4.6 – Antena com diretores terminados em cones**

Através das figuras 4.7 até à figura 4.10 estão representados os  $S_{11}$  da antena com os diretores acabados em cones.



**Figura 4.7 -  $S_{11}$  da antena com diretores acabados em cones e nenhum diretor em curto - circuito**



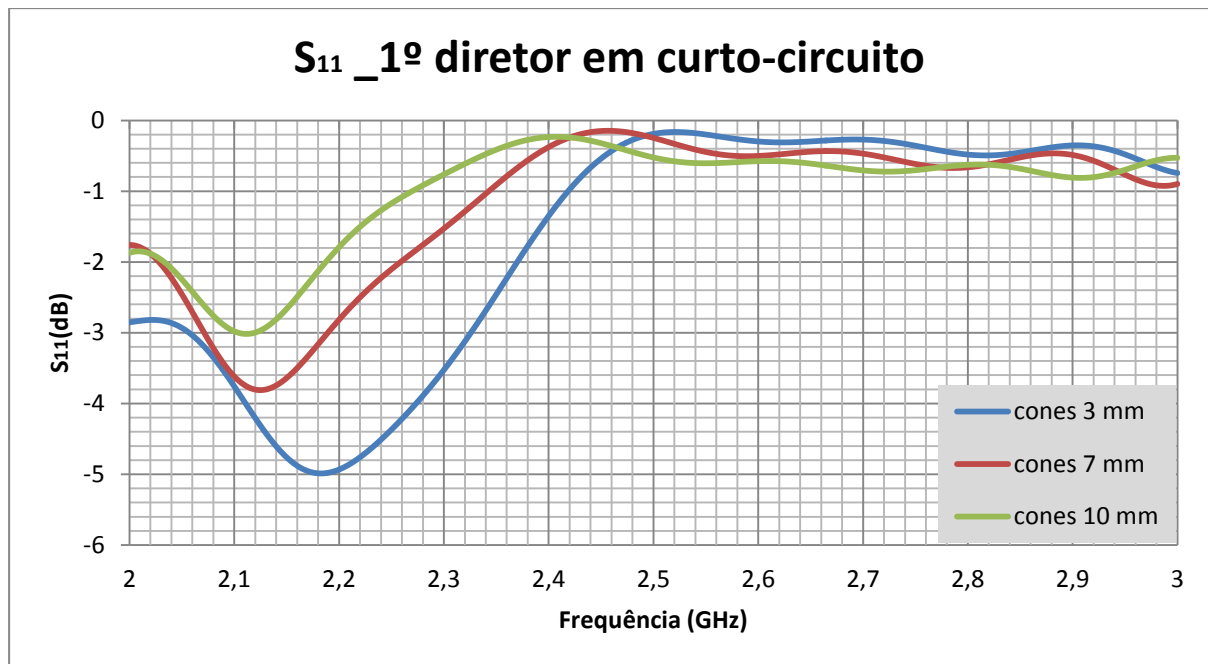


Figura 4.8 -  $S_{11}$  da antena com diretores acabados em cones e o primeiro diretor em curto – circuito

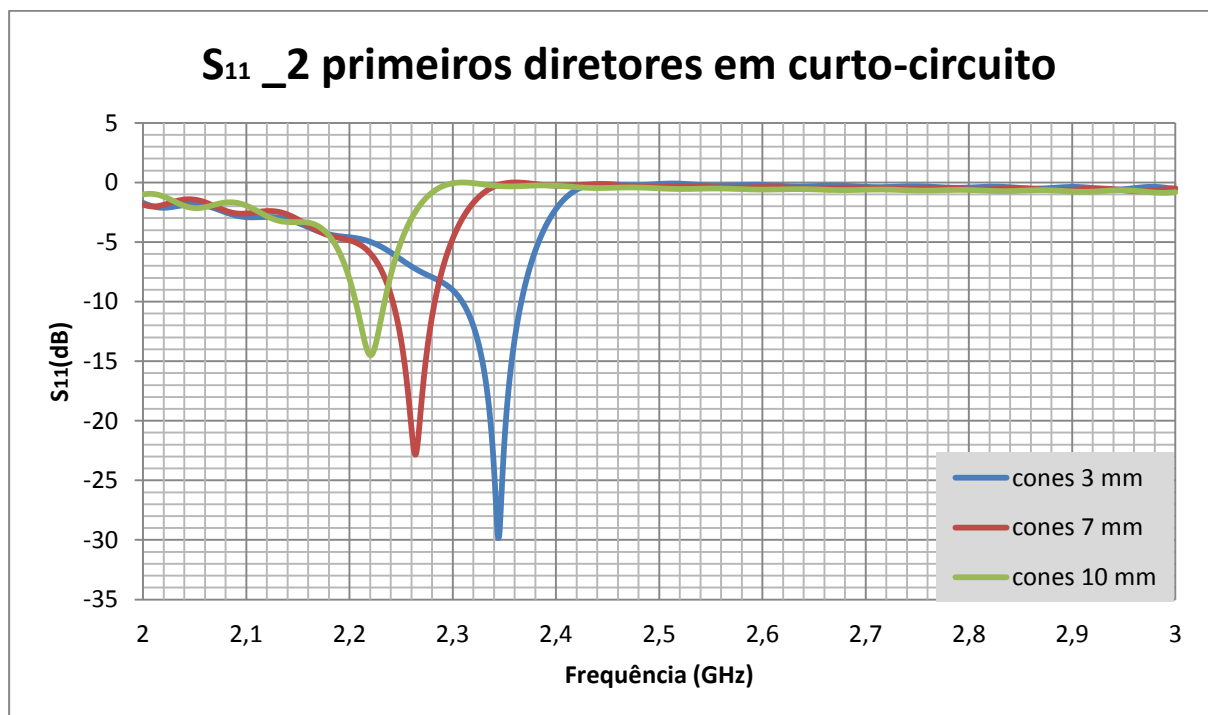
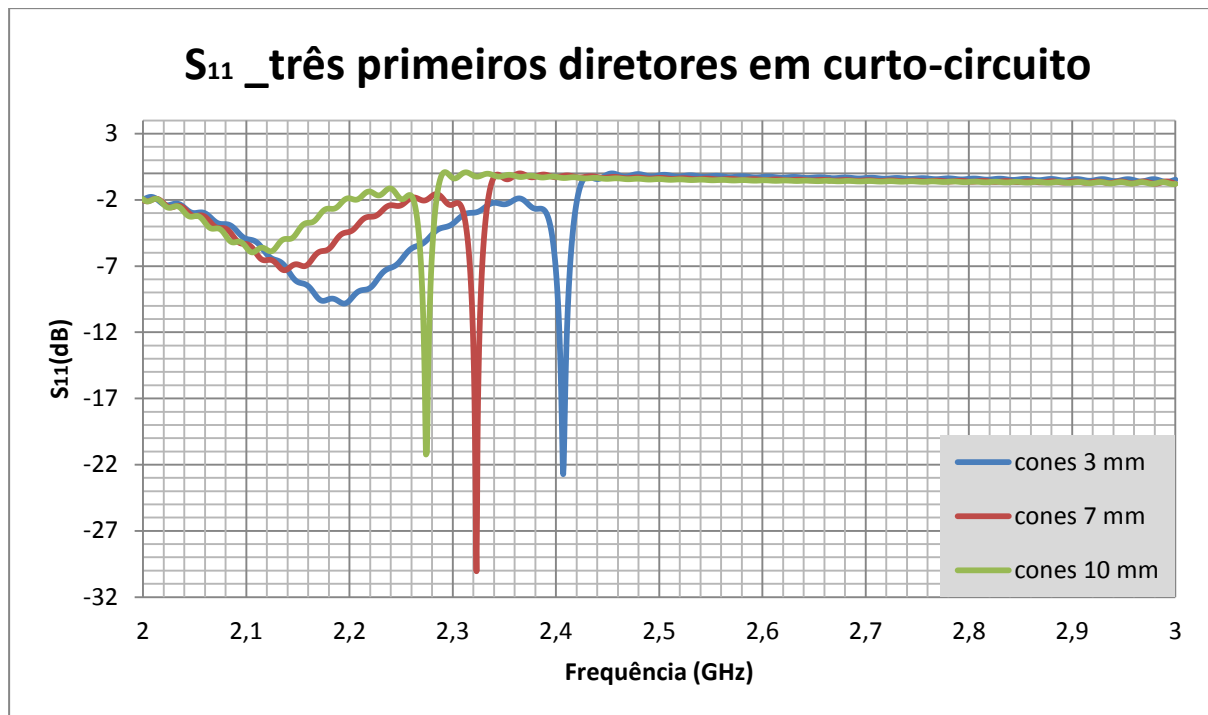


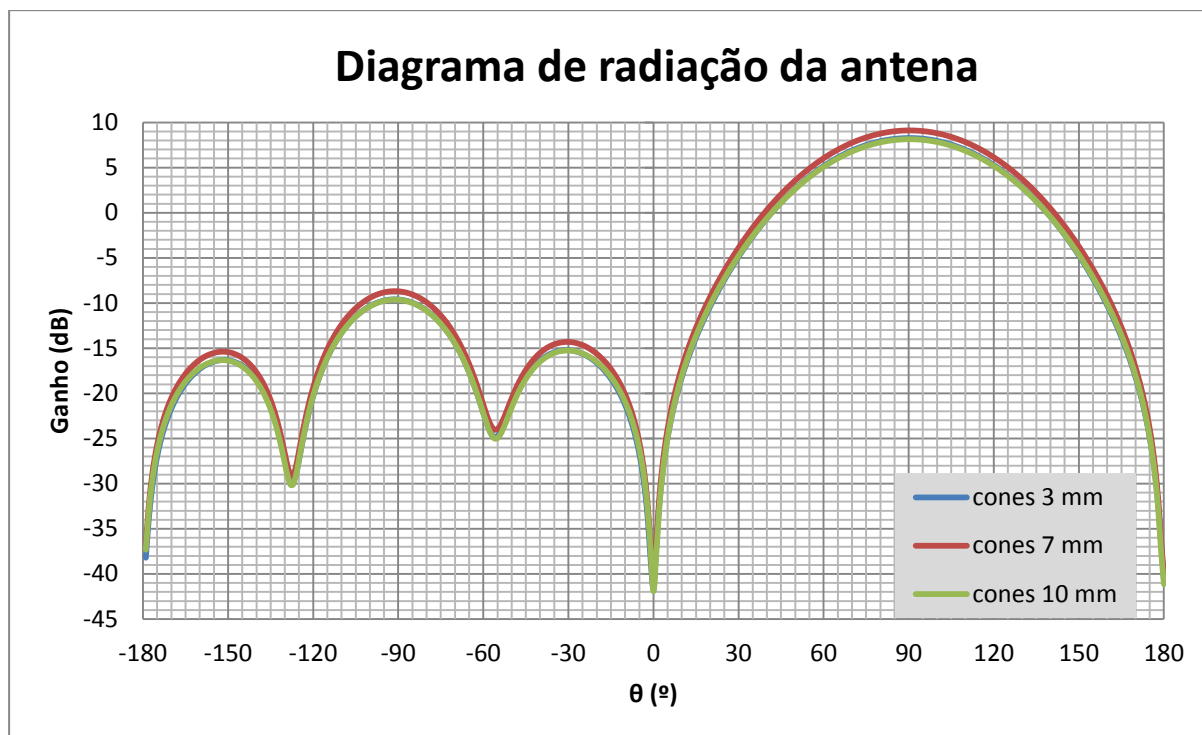
Figura 4.9 -  $S_{11}$  da antena com diretores acabados em cones e os dois primeiros diretores em curto – circuito



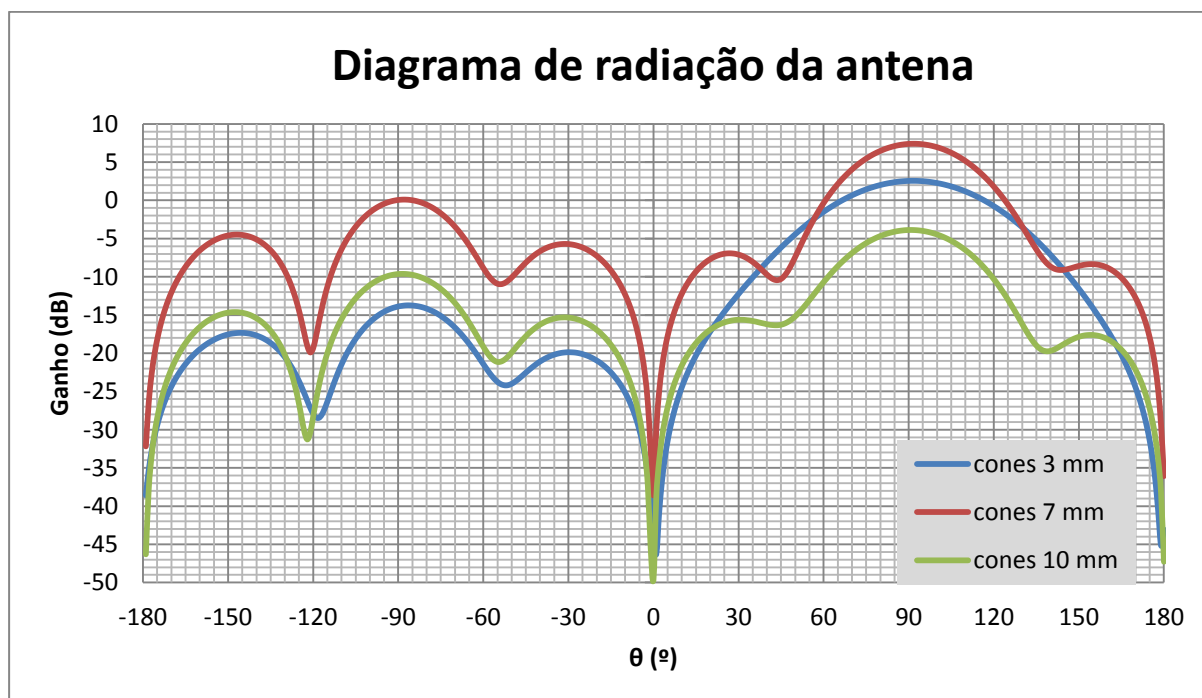
**Figura 4.10 - S<sub>11</sub> da antena com diretores acabados em cones e os três primeiros diretores em curto – circuito**

Após a visualização das curvas das simulações da antena com diferentes alturas dos cones e com diferentes diretores em curto – circuito, verifica-se que os valores de S<sub>11</sub> são tanto menores, quanto maior for o número de diretores em curto – circuito. Assim, quantos mais diretores estiverem em curto-circuito, mais baixo será o valor de S<sub>11</sub>. Outra ilação que se pode retirar das figuras anteriores é que quanto maior for a altura do cone, mais afastado estará o pico de adaptação da antena da frequência 2.4 GHz. Assim, quanto maior for a altura do cone, menor será a frequência de ressonância da antena.

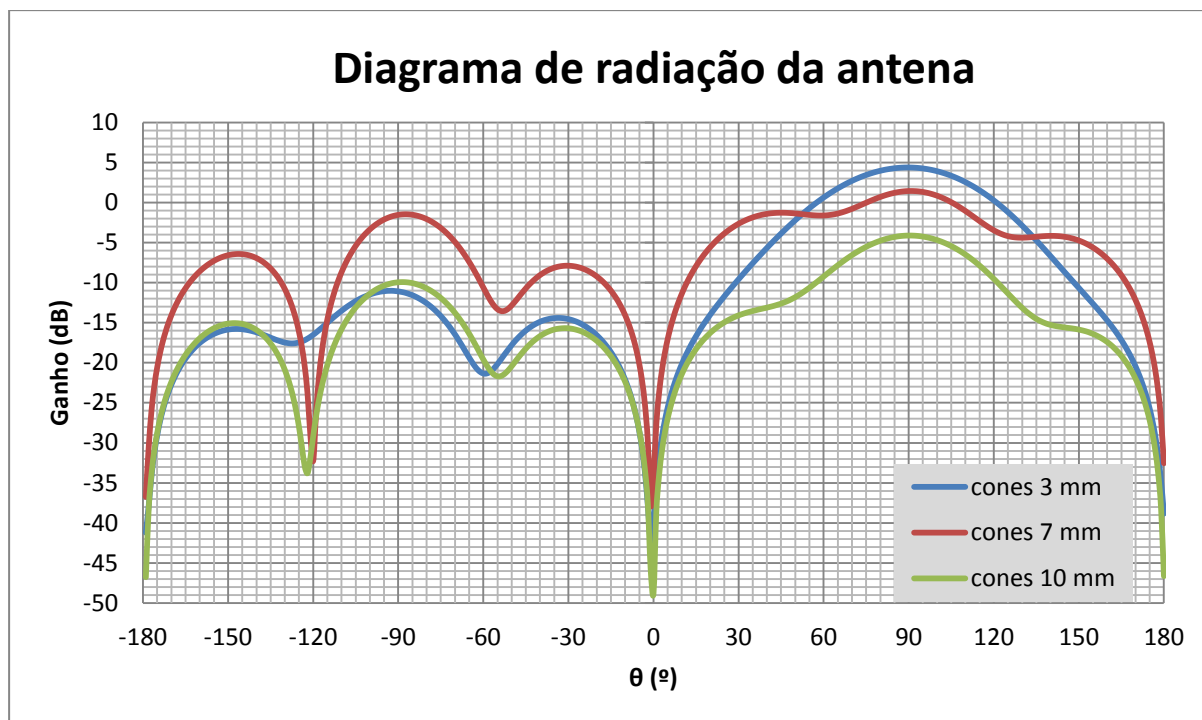
Analisando os valores obtidos de S<sub>11</sub> na frequência 2.4 GHz observa-se que os melhores valores de adaptação da antena, ou seja, os valores mais baixos são os que estão nas simulações com os diretores finalizados em cones de 3 mm. Comparando os valores de S<sub>11</sub> (2.4 GHz) obtidos nas simulações da antena que possuem os diretores finalizados em cones de 3 mm e as simulações da antena com os diretores cilíndricos (tabela 4.1), verifica-se que a introdução dos cones apenas é melhor no caso de se ter os três primeiros diretores em curto – circuito. As quatro figuras apresentadas a seguir representam os diagramas de radiação no plano E da antena Yagi – Uda com os diretores finalizados em cone.



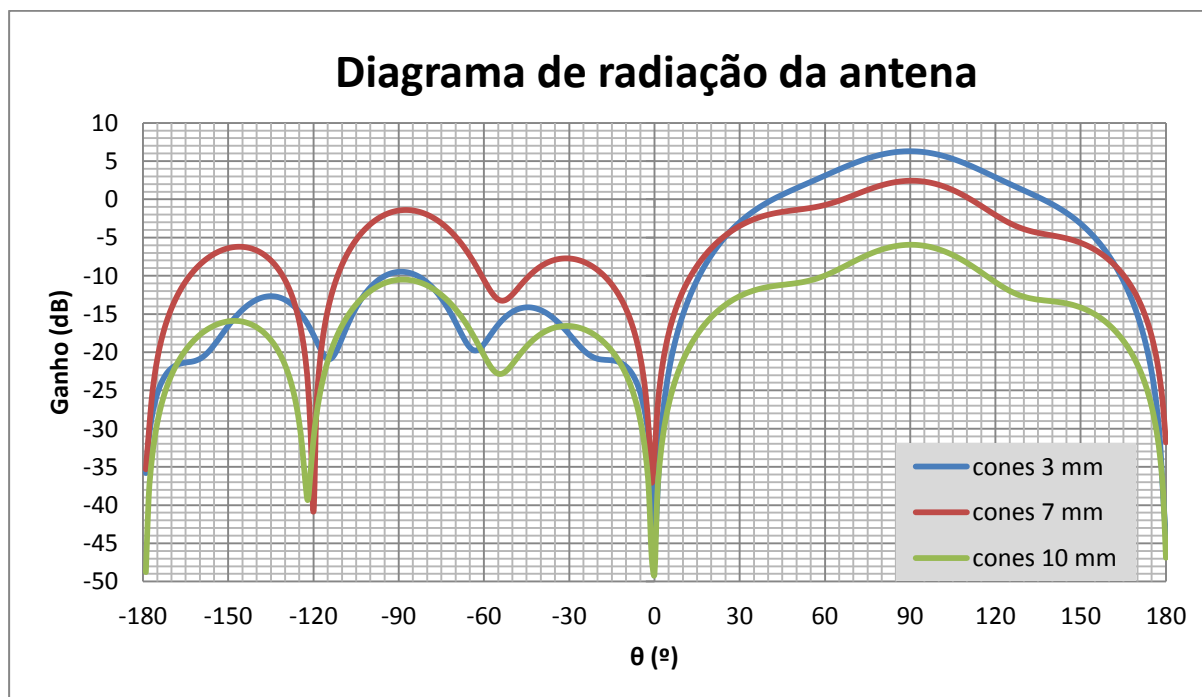
**Figura 4.11 – Diagrama de radiação da antena com diretores acabados em cones e nenhum diretor em curto – circuito (Plano E)**



**Figura 4.12 – Diagrama de radiação da antena com diretores acabados em cones e o primeiro diretor em curto – circuito (Plano E)**



**Figura 4.13 – Diagrama de radiação da antena com diretores acabados em cones e os dois primeiros diretores em curto – circuito (Plano E)**



**Figura 4.14 – Diagrama de radiação da antena com diretores acabados em cones e os três primeiros diretores em curto – circuito (Plano E)**

Analisando os diagramas de radiação apresentados nas quatro figuras anteriores é possível retirar algumas ilações. Na figura 4.11 em que nenhum diretor está em curto – circuito verifica-se que os diagramas de radiação são muito semelhantes para as alturas de cone 3, 7 e 10 mm. No caso do

cone possuir três ou dez milímetros os valores são praticamente iguais, não sendo por isso, perceptível a diferença das curvas na figura devido à sua sobreposição. Quando se coloca o primeiro diretor em curto-circuito, figura 4.12, visualiza-se que na direção de  $\theta=90^\circ$ , a simulação que tem ganho máximo é aquela em que os diretores acabam em cones de 7 mm e a melhor simulação quanto à radiação emitida pela antena na direção oposta,  $\theta=-90^\circ$ , ocorre quando os diretores finalizam com cones de 3 mm. Se a figura 4.13 for analisada tendo em atenção a relação frente-trás, verifica-se que a melhor relação ocorre quando os diretores acabam em cones de 3 mm, possuindo um valor superior a 15 dB. Todos os restantes casos, cones de 7 e 10 mm, apresentam valores inferiores, porque os seus lóbulos traseiros são muito elevados. Analisando a última figura dos diagramas de radiação, figura 4.14, e comparando-a com as três anteriores, verifica-se que o aumento do número de diretores em curto – circuito leva a um aumento do ganho, todavia, também leva a um aumento da amplitude dos lóbulos secundários.

Tal como no  $S_{11}$ , verifica-se que a melhor opção seria os diretores finalizarem em cones de 3 mm. Face às simulações com os diretores cilíndricos, existe uma melhoria apenas na simulação em que os três primeiros diretores estão em curto – circuito.

Devido à introdução dos cones nos diretores não trazer melhorias significativas nas características de radiação das diferentes simulações da antena e à dificuldade de realizar a nível prático cones com altura de 3 mm numa base com raio de 1 mm, não se optou pela introdução dessa modificação.

Pelo fato dos diretores não finalizarem em cones, houve a necessidade de alterar a estrutura da antena para que fosse possível a introdução dos díodos. A estrutura da nova antena será abordada na seção seguinte.

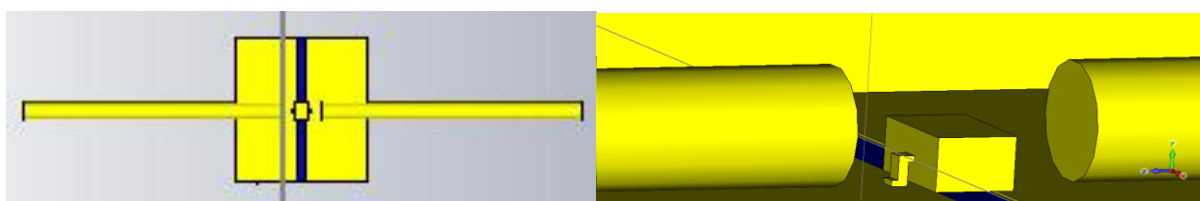
#### **4.1.1 – Modelo final da antena com díodos**

Após a visualização das simulações da antena que possuem os “braços” dos diretores afastados a uma determinada distância, de modo a obter o circuito aberto e numa fase posterior verificar que a finalização dos diretores em cone não trazia melhorias significativas, modificou-se a estrutura da antena para introduzir os díodos de maneira a que a sua construção fosse exequível.

Na estrutura da antena introduziu-se uma placa de circuito impresso, que possui uma fina película de cobre impressa num material isolante (epoxy), para que o díodo fosse soldado no cobre da placa, de modo a ser polarizado através da utilização de uns fios condutores de cobre e de um circuito de polarização. Esses fios condutores estão ligados ao circuito de polarização do díodo de tal forma que quando o díodo estiver diretamente polarizado, efetua passagem de corrente (condução) estabelecendo-se o curto-circuito e quando estiver polarizado inversamente, não conduz, estabelecendo o circuito aberto. O circuito de polarização de cada díodo é constituído por uma

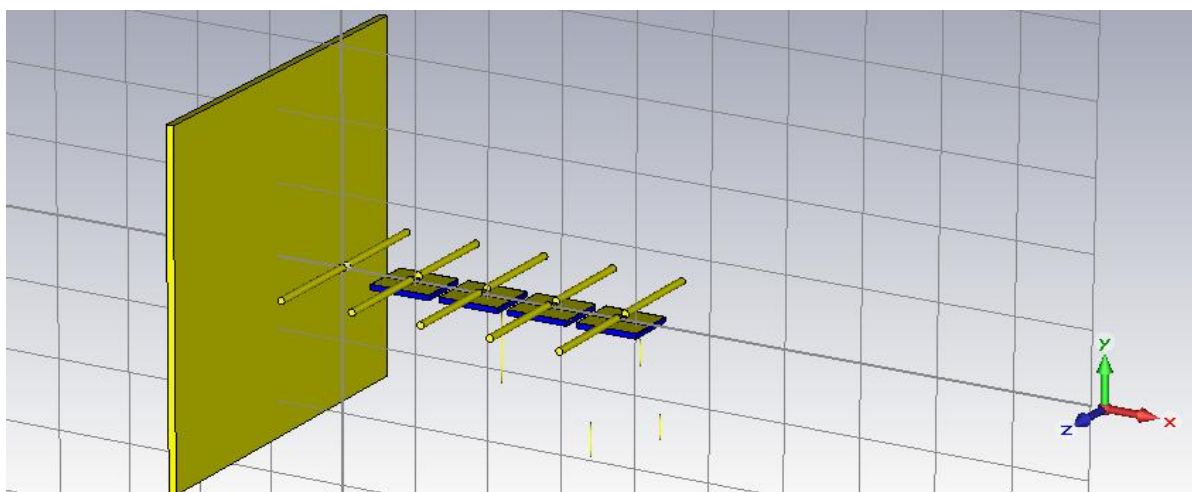
resistência de 2.3 K $\Omega$ , um inversor bipolar, um inversor unipolar e uma fonte de alimentação de 3 V. Esse circuito poderá ser visto no Anexo G.

A nova antena construída possuirá quatro diretores, que estarão espaçados de  $0.15\lambda$ . Os “braços” dos diretores estarão afastados de 4 mm, de forma a que a distância entre os “braços” seja a suficiente para colocar os díodos entre os “braços” dos diretores. Os díodos e os “braços” dos diretores estarão soldados no cobre da placa de circuito impresso que terá as dimensões (16\*14\*1.55) mm. A figura 4.15 mostra os “braços” dos diretores e os díodos soldados à placa de circuito impresso no programa de simulação CST MWS. A faixa azul representa uma descontinuidade na película de cobre, com 1 mm de largura, para que os “braços” dos diretores não estejam ligados fisicamente e eletricamente entre si. A faixa azul representa o epoxy da placa de circuito impresso que ficou à vista após a remoção do cobre.



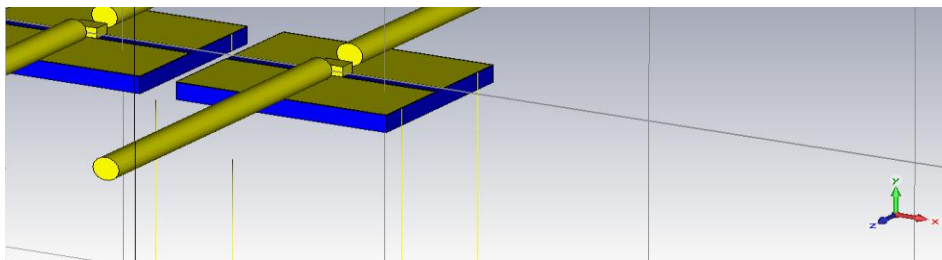
**Figura 4.15 – Placa de circuito impresso com os “braços” do diretor e díodo entre eles no programa de simulação CST MWS, vista de topo e de perspectiva.**

Esta antena tal como a antena Yagi – Uda convencional terá como elemento de suporte o esferovite pelas qualidades já mencionadas aquando da construção da antena Yagi – Uda convencional. A antena construída no programa de simulação CST MWS poderá ser visualizada na figura 4.16.



**Figura 4.16 – Antena com díodos no programa de simulação CST MWS**

Na figura anterior não são perceptíveis os fios de cobre que vão polarizar os díodos. Esses fios encontram-se em ligação com o cobre da placa de circuito impresso. Para uma melhor perceção dos fios de polarização, na figura 4.17 encontra-se os fios de polarização do díodo em pormenor.



**Figura 4.17 – Fios de polarização dos díodos**

A antena anterior tem os seus componentes descritos na tabela 4.2. Os díodos têm as dimensões indicadas no catálogo fornecido pelo fabricante [22].

**Tabela 4.2 – Dimensionamento final da antena com díodos**

Elemento	Comprimento	Espaçamento
Refletor	Placa de alumínio (100*100*2) mm	_____
Ativo	0.23 $\lambda$	0.15 $\lambda$
Diretor 1	0.22 $\lambda$	0.15 $\lambda$
Diretor 2	0.22 $\lambda$	0.15 $\lambda$
Diretor 3	0.22 $\lambda$	0.15 $\lambda$
Diretor 4	0.22 $\lambda$	0.15 $\lambda$
Placa de circuito impresso	(16*14*1.55) mm	0.15 $\lambda$

Nesta tabela 4.2 os comprimentos dos elementos apresentados representam os “braços” dos elementos, ou seja, o “braço” de cada elemento tem o valor do comprimento apresentado na tabela, sendo que cada elemento dispõe de dois “braços”. Por exemplo, o “braço” do primeiro diretor da antena terá o comprimento apresentado em Diretor 1, sendo que o comprimento total do diretor será o dobro do apresentado. Ter em atenção que esse valor de comprimento total, não contempla o afastamento entre os “braços” dos diretores (4 mm).

## 4.2 – Construção e medidas experimentais

Concluída a fase de dimensionamento da antena, procedeu-se à construção física da antena e às medições experimentais. Nesta seção aborda-se o método de construção da antena, bem como, as características de radiação da antena medidas com o auxílio do *Network Analyser* e da câmara anecoica.

#### 4.2.1 – Construção

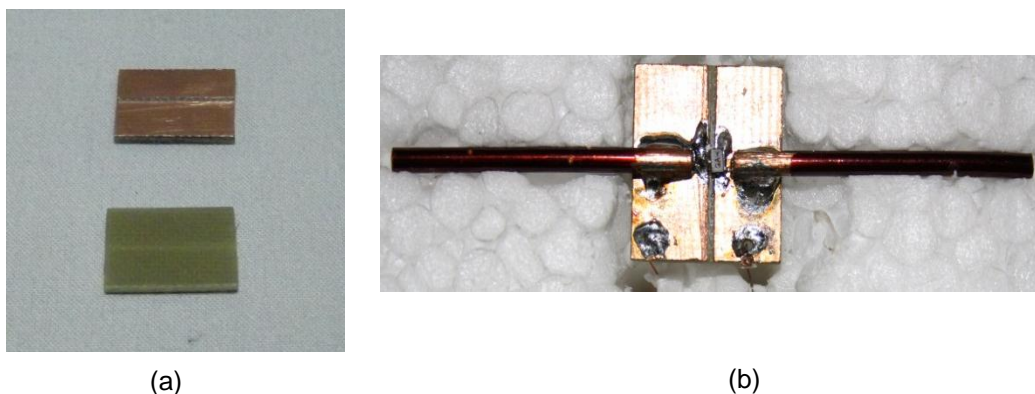
Após a conclusão do dimensionamento da antena Yagi – Uda com díodos, tal como na antena Yagi – Uda convencional chega-se à etapa de construção da antena.

As dimensões de cada elemento da antena, bem como a sua disposição encontram-se na tabela 4.2.

Quanto a materiais utilizados na sua construção foram os seguintes: fio cobre de diâmetro 2 mm e 0.05 mm; placa de alumínio de dimensões (100\*100\*2 mm); esferovite; cabo coaxial, um conector macho SMA, díodos pin, placa de circuito impresso, um circuito de polarização para cada díodo constituído por uma resistência de 2.3 K $\Omega$ , um inversor unipolar, um inversor bipolar e uma fonte de alimentação de 3 V. O esquema do circuito de polarização encontra-se no Anexo G.

A alimentação da antena foi realizada através do conjunto conector SMA e cabo coaxial, que se ligam ao elemento ativo da antena. O fio de cobre utilizado para a concepção dos “braços” dos diretores e elemento ativo da antena possui um diâmetro de 2 mm devido a questões de índole prática. Para o suporte da placa de alumínio, bem como de todos os restantes elementos da antena, tal como na antena Yagi – Uda convencional foi utilizado esferovite devido às propriedades enunciadas no capítulo 3.

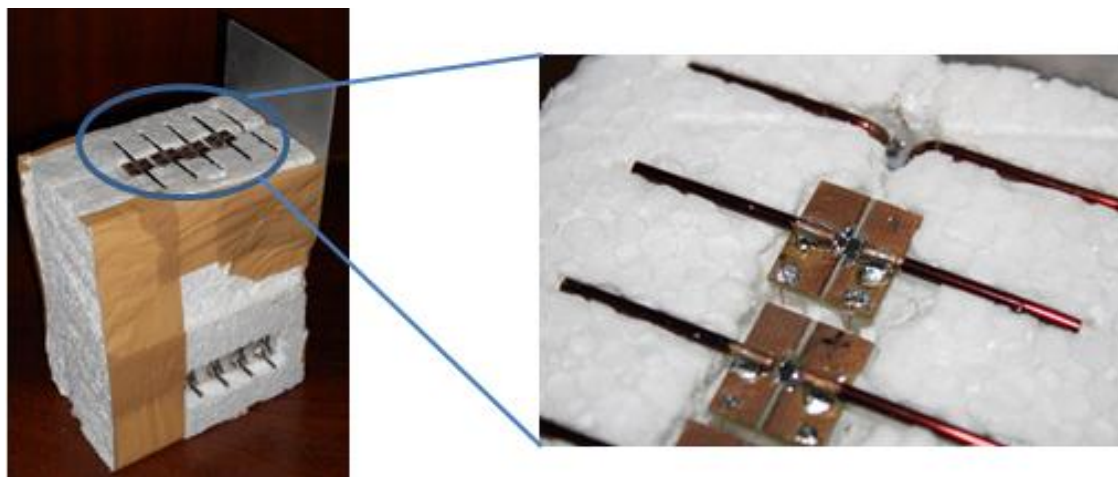
Na figura 4.18 está a placa de circuito impresso, com um rasgo de 1 mm a meio do plano de cobre, de modo a que deixe de existir ligação, isto é, existir uma placa de circuito impresso que possui dois planos de cobre que não estão ligados fisicamente. Deste modo, em cada plano de cobre será soldado um “braço” do diretor, quanto aos díodos serão soldados com um perno num plano de cobre e os outros pernos no outro plano de cobre (figura 4.15). Na figura 4.18 (a) está a placa de circuito impresso, em que a parte superior da figura representa o plano de cobre dividido em dois, devido ao sulco de 1 mm efetuado (vista de topo) e a imagem inferior representa o epoxy, que é um material com propriedades isolantes (vista de baixo). A placa de circuito impresso com o díodo e os “braços” do diretor encontra-se na figura 4.18 (b). A construção da figura 4.18 (b) no programa de simulação CST MWS pode ser visualizada na figura 4.15.



**Figura 4.18 – (a) Placa de circuito impresso (b) Placa de circuito impresso com os “braços” dos diretores e díodo soldados**

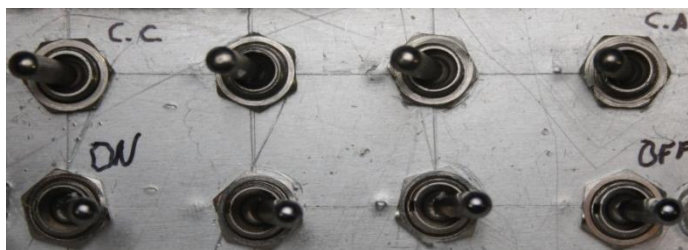


Como a antena possui quatro diretores existirão quatro elementos iguais à figura 4.18 (b). A cada plano de cobre da placa de circuito impresso está soldado um fio de cobre com diâmetro de 0.05 mm, que polarizará os díodos através do circuito de polarização apresentado no anexo G. A antena construída poderá ser visualizada na figura 4.19 e os seus pormenores poderão ser observados no anexo H.



**Figura 4.19 – Antena com díodos**

O circuito de polarização, assim como, o pormenor do curto – circuito e circuito aberto pode ser visto no Anexo G. Através da figura 4.20 visualiza-se os inversores que permitem colocar o díodo a conduzir, e desse modo estabelecer um curto-circuito entre os “braços” dos diretores ou não conduzir e assim estabelecer o circuito aberto. Para tal acontecer basta colocar o inversor superior da figura 4.20 na posição cc ou na posição ca respetivamente. O inversor inferior da figura 4.20 funciona como um interruptor que permite ligar e desligar o circuito para que a fonte de alimentação dos díodos dure mais tempo. O sistema está desligado quando o inversor se encontra em OFF e está ligado quando se encontra em ON. Cada diretor tem associado dois inversores, um que permite escolher o curto-circuito ou circuito aberto (inversor superior) e outro que permite ligar ou desligar o circuito (inversor inferior). Como a antena possui quatro diretores, os inversores associados ao primeiro diretor são os mais à direita da figura 4.20 e ao último diretor (4º diretor) são os que estão mais à esquerda.



**Figura 4.20 – Inversores da antena**

#### 4.2.2 – Medidas experimentais

Tal como no caso da antena Yagi – Uda convencional, para se efetuar as medições experimentais recorreu-se ao *Network Analyser* (NA) e à Câmara Anecoica (CA) existente no IST.

O primeiro permitiu verificar o coeficiente de onda estacionária ( $S_{11}$ ) e a CA permitiu visualizar os diagramas de radiação da antena. As características da CA estão enunciadas na seção 3.3.2.

##### 4.2.2.1 – Coeficiente de onda estacionária

Para realizar a medição experimental do  $S_{11}$ , utilizou-se o NA existente no laboratório de radiofrequência II do IST, efetuando-se um varrimento na frequência de 2 a 3 GHz. A montagem experimental procedeu-se da mesma forma que na figura 3.35, a única alteração é a antena utilizada, que deixa de ser a convencional e passa a ser a nova antena que possui díodos na sua estrutura.

Os resultados de  $S_{11}$  obtidos experimentalmente podem ser visualizados em quatro figuras. Na figura 4.21 encontra-se os resultados medidos com apenas um diretor em curto – circuito, na figura 4.22 encontra-se as medidas de  $S_{11}$  da antena com dois diretores em curto – circuito e as medidas de  $S_{11}$  da antena com três diretores em curto – circuito poderão ser vistos na figura 4.23. Nas figuras o parâmetro “cc” indica que esses elementos estão em curto-circuito.

Após visualização da figura 4.21, que apresenta os resultados de  $S_{11}$  medido com apenas um diretor da antena em curto-circuito, verifica-se que a única configuração que não apresenta um “pico” de adaptação é a que tem o primeiro diretor em curto-circuito. Das restantes medições, as que apresentam a frequência de ressonância mais próxima de 2.4 GHz é a antena que apresenta o segundo diretor em curto – circuito e a que tem o quarto diretor em curto-circuito. Sendo que a que apresenta o valor de  $S_{11}$  mais baixo é a antena com o quarto diretor em curto-circuito ( $S_{11}=-23.1$  dB para  $f=2.554$  GHz).

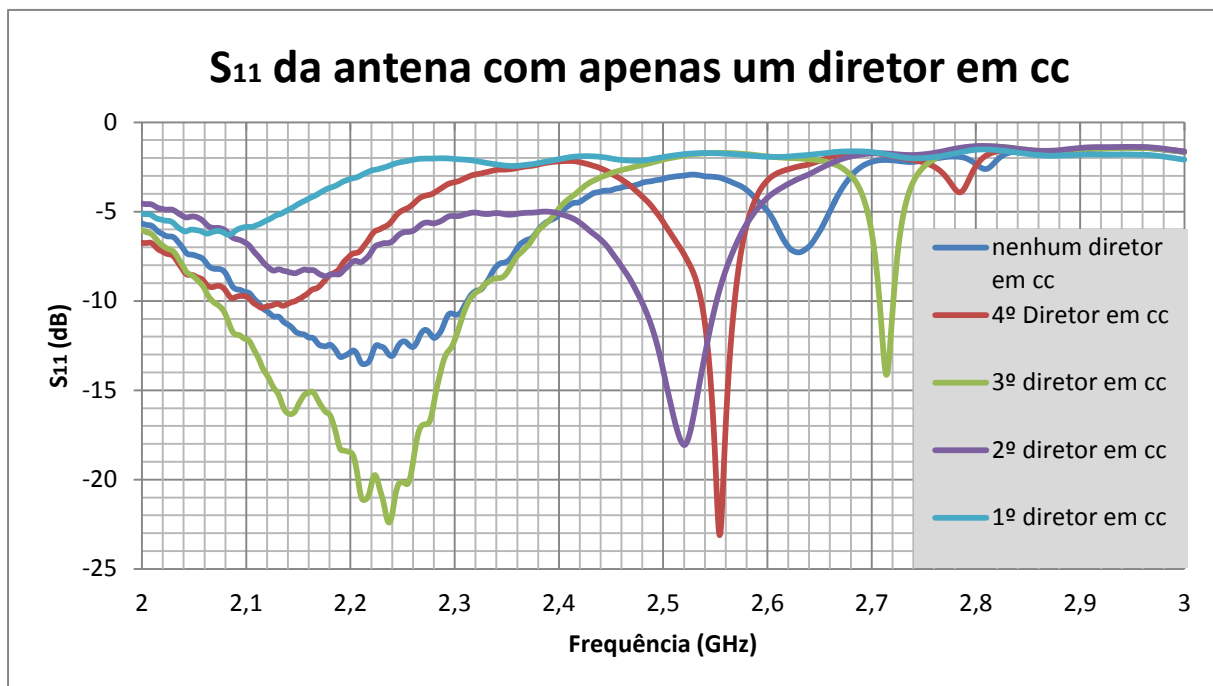


Figura 4.21 –  $S_{11}$  experimental da antena com um diretor em curto – circuito

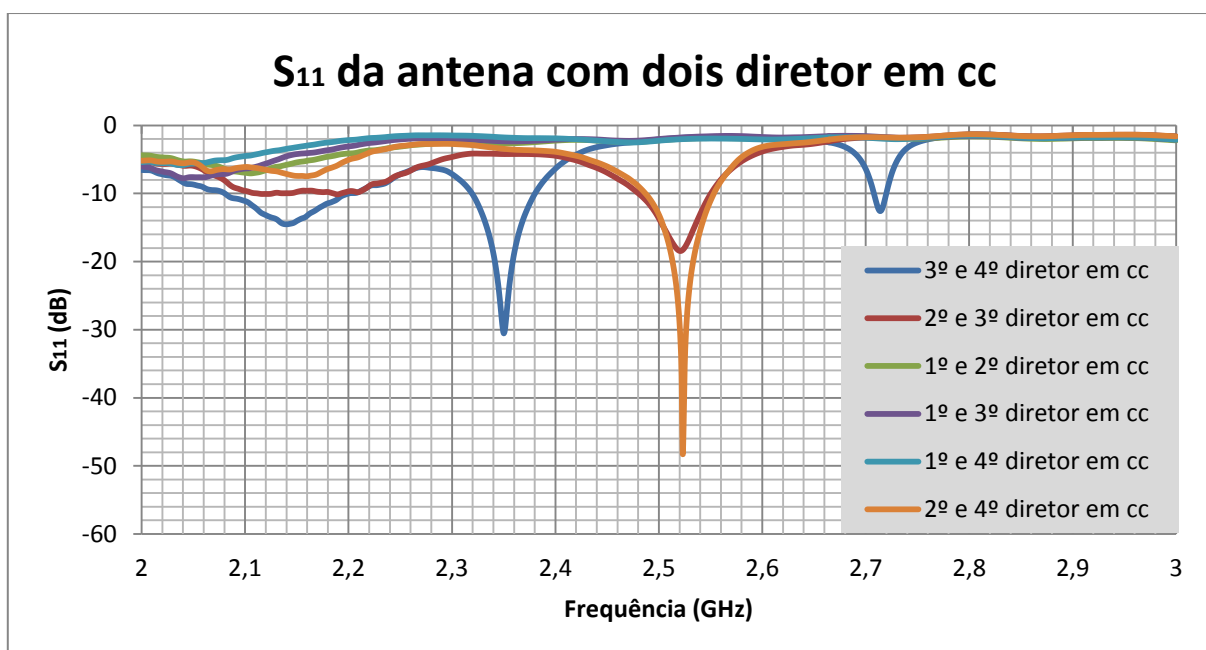
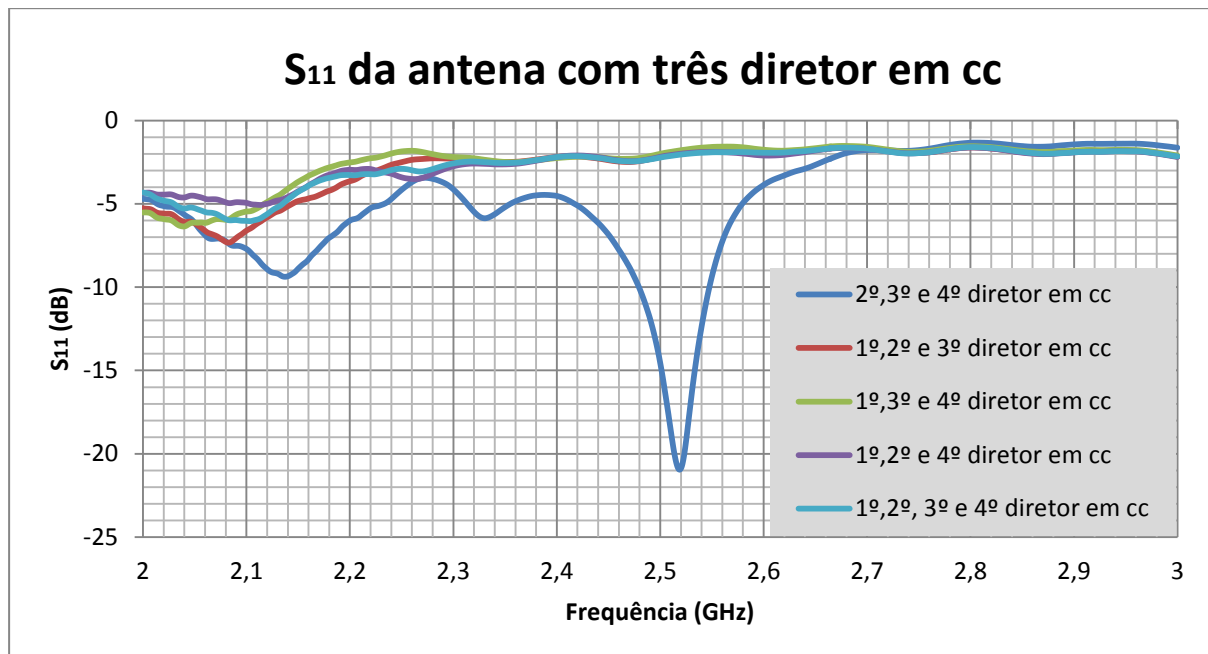


Figura 4.22 -  $S_{11}$  experimental da antena com dois diretores em curto – circuito

Na figura 4.22 é possível visualizar o  $S_{11}$  medido no NA com dois diretores em curto-circuito, verificando-se que existem picos de adaptação sempre que o primeiro diretor da antena está em circuito aberto. Visto de outra perspectiva, verifica-se que sempre que o primeiro diretor está em curto-circuito, independentemente dos restantes estarem em curto-circuito ou em circuito aberto, que os valores de  $S_{11}$  aproximam-se dos valores obtidos na simulação em que apenas o primeiro diretor se encontra em curto-circuito. Os melhores valores de  $S_{11}$  obtidos estão presentes na antena que possui

o terceiro e o quarto diretor em curto-circuito e na antenna que possui o segundo e o quarto diretor em curto-circuito. Contudo, a frequência de ressonância da antenna encontra-se no primeiro caso em  $f=2.35$  GHz ( $S_{11}=-31.5$  dB) e no segundo caso em 2.523 GHz ( $S_{11}=-48.1$  dB).



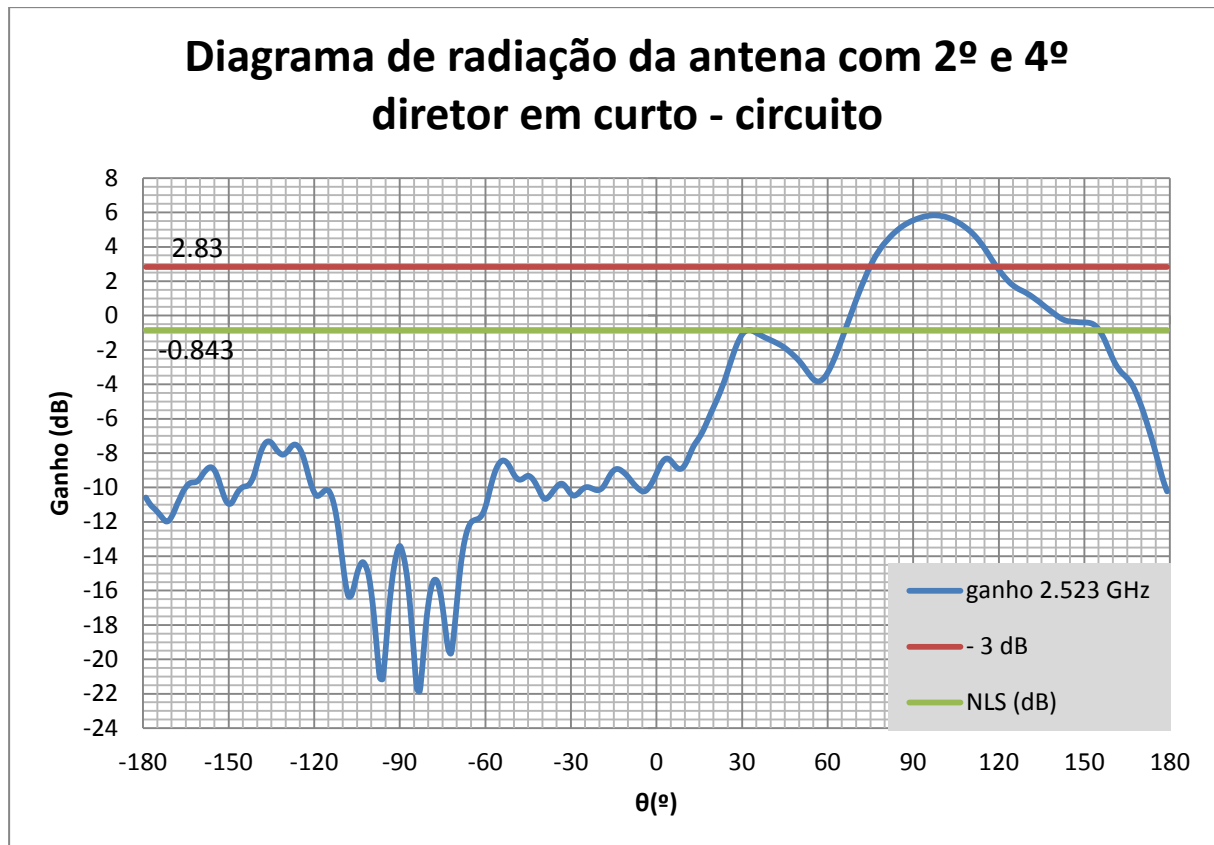
**Figura 4.23 - S<sub>11</sub> experimental da antena com três diretores em curto – circuito**

Na medição do S<sub>11</sub> da antena com três diretores em curto-circuito, verifica-se tal como nas medições da antena com dois diretores em curto-circuito que quando o primeiro diretor está em curto-circuito, os restantes elementos não têm grande influência na adaptação da antena, quer estejam em circuito aberto ou em curto-circuito. Como se pode visualizar na figura 4.23 as curvas que apresentam o primeiro diretor em curto-circuito são praticamente coincidentes. A única que não possui o primeiro diretor em curto-circuito, apresenta um pico de adaptação bem delineado ( $S_{11}=-20.95$  dB) na frequência 2.519 GHz.

Para os ganhos das antenas, apenas se observou o diagrama de radiação da antena no plano E, com o segundo e o quarto diretor em curto – circuito e com o terceiro e quarto diretor em curto – circuito, isto porque, nas medições de S<sub>11</sub> são as configurações da antena que apresentam o “pico” de adaptação mais próximo da frequência 2.4 GHz e possuem o valor de S<sub>11</sub> mais baixo. No caso da antena que apresenta o segundo e o quarto diretor em curto-circuito, o diagrama de radiação foi obtido para a frequência de 2.523 GHz e para a antena com o terceiro e o quarto diretor em curto-circuito, o diagrama de radiação foi obtido para  $f=2.35$  GHz. A razão dos diagramas de radiação serem obtidos para frequências diferentes de 2.4 GHz, deve-se ao fato de ser nessas frequências que se apresentam os picos de adaptação da antena, ou seja, serem essas as frequências de ressonância da antena. Permitindo assim visualizar o ganho da antena, na melhor adaptação possível.

#### 4.2.2.2 – Ganho da antena

Nesta seção apresentou-se os diagramas de radiação da antena construída com díodos com o segundo e quarto diretor em curto-circuito e para a antena com o terceiro e quarto diretor em curto-circuito.

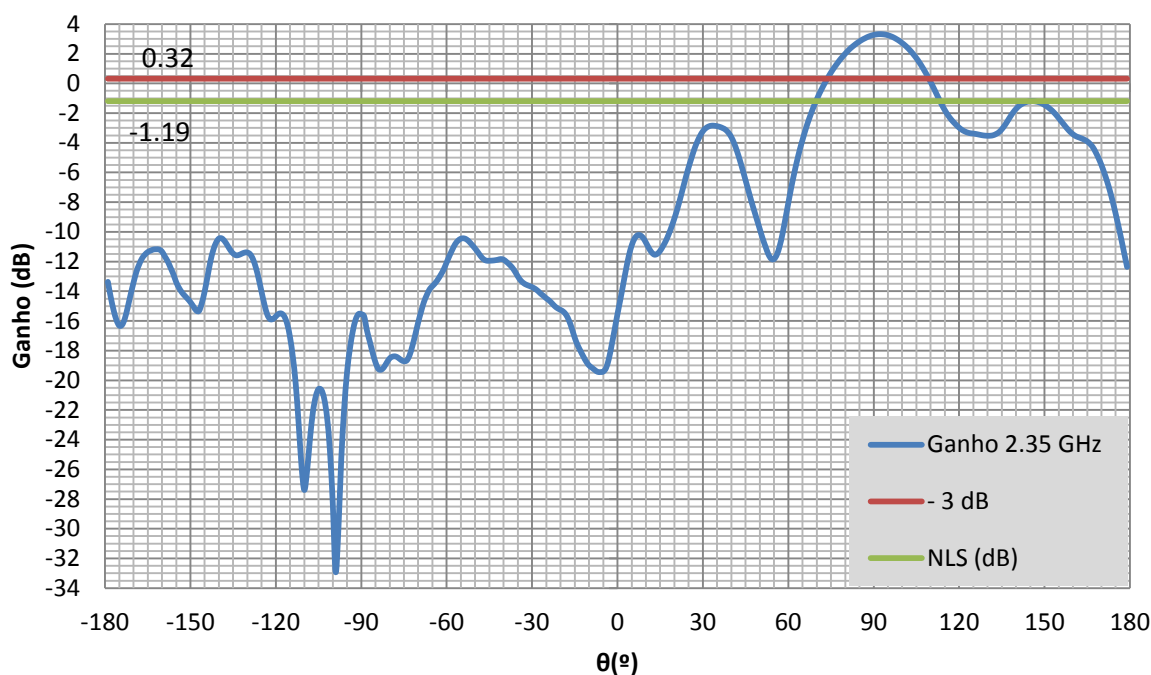


**Figura 4.24 – Diagrama de radiação da antena com o 2º e 4º diretor em curto – circuito para a frequência 2.523 GHz (Plano E)**

A antena com o segundo e quarto diretor em curto-circuito apresenta um ganho máximo de 5.83 dB, uma largura de feixe a -3 dB de 44º e a amplitude do lóbulo secundário é de -0.843 dB, o que equivale a dizer que o NLS é de 6.673 dB. Visualiza-se que o ganho máximo da antena não se encontra para  $\theta=90^\circ$ , que seria o ângulo desejado.

Para a antena com o terceiro e quarto diretor em curto-circuito, a antena possui um ganho máximo de 3.32 dB, uma largura de feixe a -3 dB de 37º e uma amplitude do lóbulo secundário de -1.19 dB, o que leva a um NLS de 4.51 dB. Se comparar-se os diagramas de radiação no plano E nos dois casos anteriores, verifica-se que a antena com o terceiro e quarto diretor em curto-circuito possui um diagrama de radiação mais simétrico face à antena que tem o segundo e o quarto diretor em curto-circuito, no entanto, o seu ganho é menor.

### Diagrama de radiação da antena com 3º e 4º diretor em curto - circuito



**Figura 4.25 – Diagrama de radiação da antena com o 3º e 4º diretor em curto – circuito para a frequência 2.35 GHz (Plano E)**

Apesar dos resultados obtidos na antena com os diretores em curto-circuito e em circuito aberto não estarem na frequência desejada, 2.4 GHz, verifica-se que a antena construída com a utilização dos díodos e dos inversores demonstra que é uma hipótese válida para se estabelecer o curto-circuito e o circuito aberto dos diretores, pois como vimos nas figuras do  $S_{11}$  a antena possui diferentes características de adaptação (valores de  $S_{11}$  diferentes), consoante o número de diretores em curto-circuito. Quanto ao ganho da antena, também se verifica que existe influência, basta analisar as duas medições efetuadas na CA. Para a antena com o segundo e o quarto elemento em curto-circuito, o ganho da antena é de 5.83 dB, no entanto, se a antena possuir o terceiro e o quarto diretor em curto-circuito o seu ganho baixa para 3.32 dB.

Como a antena possui vários elementos (diretores, placas de circuito impresso, díodos, circuito de polarização) que possuem pequenas dimensões e que necessitam de ser soldados a distâncias precisas, isto é, as distâncias entre os componentes, assim como o valor dos seus comprimentos são valores precisos poderá levar a erros. Outra fonte de erros poderão ser os fios de polarização dos díodos que vão do cobre da placa de circuito impresso até ao circuito de polarização, porque são extremamente finos e devem estar paralelos desde a placa de circuito impresso até chegarem e serem soldados aos inversores, o que a nível prático é difícil de concretizar. Outro aspeto que também poderá influenciar as características de radiação da antena é o metal que está presente nos inversores que permitem colocar os diretores da antena em curto-circuito ou em circuito aberto.

Em súmula, pode-se constatar que são vários elementos que constituem a antena e que contribuem para o correto funcionamento da mesma, porém esses elementos também poderão ser a causa de erros e desse modo influenciar de modo indesejável as caraterísticas de radiação da antena. Através do programa de simulação CST MWS verifica-se que o afastamento dos “braços” dos diretores influencia as caraterísticas de radiação da antena, permitindo simular os diretores em curto-circuito ou em circuito aberto e que o fato dos diretores terminarem em cone não melhora substancialmente as caraterísticas de radiação da antena. Assim, a antena construída não possuirá os “braços” dos diretores terminados em cone e possuirá díodos de forma a alcançar o circuito aberto e curto – circuito dos diretores.

Analisando o  $S_{11}$  da antena construída verifica-se que o primeiro diretor influencia substancialmente as caraterísticas de radiação da antena, porque quando se encontra em curto-circuito os restantes diretores não possuem qualquer influência, independentemente de estarem ou não em curto-circuito. A presença do primeiro diretor em curto-circuito leva a que o valor de  $S_{11}$  seja muito elevado, levando a que a antena possua um nível de adaptação baixo.

Para efetuar o curto-circuito e o circuito aberto dos diretores de forma prática e c moda, a antena possui um circuito de comutação (inversores), que torna a antena muito funcional. Deste modo, colocando os diretores em curto-circuito ou em circuito aberto consegue-se controlar e regular as caraterísticas de radiação da antena. Os diretores que o utilizador coloca em curto-circuito são aqueles que permitirão obter as caraterísticas de radiação desejadas. Como a antena possui quatro diretores, existirão dezasseis possibilidades diferentes de colocar os diretores em curto-circuito e circuito aberto.

Após a visualização dos resultados obtidos nas medições efetuadas na CA e no NA pode-se afirmar que a antena construída com os diretores, circuito de polarização e de comutação são uma forma eficaz de controlar as caraterísticas de radiação da antena. Deste modo   possível afirmar que a antena construída tem grande utilidade, é eficaz e consegue controlar as caraterísticas de radiação da antena.





## Capítulo 5

### 5 - Conclusões

Após o dimensionamento, simulação e construção da antena, passou-se às medições na câmara anecoica e no *Network Analyser*, para ser possível efetuar comparações entre os resultados simulados e medidos. Pelo que neste capítulo apresentam-se as considerações finais sobre as antenas desenvolvidas, referindo também as contribuições originais dos sistemas de transmissão implementados e as propostas de trabalhos a realizar no futuro.

#### 5.1 – Considerações finais

Para se alcançar o dimensionamento da antena final passou-se por diferentes etapas, documentadas em cada um dos capítulos da dissertação. Iniciou-se com uma abordagem do problema a analisar, efetuando-se um enquadramento e especificando os objetivos a atingir na dissertação. No segundo capítulo realizou-se uma explanação sucinta da teoria de agregados de antenas de modo a perceber-se melhor o funcionamento da antena escolhida (antena Yagi – Uda). A razão da escolha ter recaído sobre esta antena deveu-se às suas características estruturais, bem como os objetivos que foram definidos no capítulo 2, visto que, os diferentes elementos que constituem a antena apresentam diferentes influências no desempenho da mesma. Assim, alterando-se a estrutura da antena através da introdução de novos elementos ou apenas modificando a disposição dos existentes, permitiria que a antena possuísse outras características de radiação, que era o que se pretendia. Com base em dados teóricos efetuou-se o dimensionamento inicial de uma antena Yagi-Uda convencional (capítulo 3), verificando as suas características de radiação através do programa de simulação CST MWS. Com o intuito de melhorar as propriedades da antena, recorreu-se ao programa de simulação CST MWS para visualizar a influência de cada elemento da antena nas características de radiação da antena. Após a visualização das diferentes simulações verificou-se que o comprimento do elemento refletor (fio de cobre) não possui grande influência na adaptação da antena, no entanto, quando é substituído por um plano refletor a sua influência faz-se notar. Quanto maior for a dimensão do plano refletor, menor será o lóbulo traseiro da antena, e quanto menor for a dimensão do plano refletor, melhor será a adaptação da antena. Quanto ao elemento ativo visualizou-se que desempenha um papel importante no valor de  $S_{11}$ , enquanto os diretores possuem uma contribuição elevada no ganho da antena. Após a visualização da influência dos diferentes elementos da antena, procedeu-se ao dimensionamento final da antena Yagi-Uda convencional, à sua construção e medição em ambiente laboratorial. Após a aquisição das medidas experimentais, foi possível comparar os resultados medidos e simulados, verificando-se uma grande semelhança entre ambos. A diferença dos ganhos segundo o plano E é nula e no plano H é de apenas 0,18 dB.

Olhando para a adaptação da antena verifica-se uma diferença inferior a 2,5 dB entre o  $S_{11}$  que se esperava (simulação) e o que se mediu, sendo que o melhor valor foi o medido ( $S_{11}=-17.58$  dB).

Deste modo, verifica-se que os resultados obtidos são muito satisfatórios e que coincidem com os simulados. Assim, é possível afirmar que o programa de simulação é bastante fiável e que a antena Yagi – Uda convencional é um bom ponto de partida para o dimensionamento da nova antena. A nova antena é explicada ao longo do capítulo 4, onde é dimensionada e modelada no programa de simulação CST MWS, de forma a que a sua construção seja exequível e permita regular a amplitude do ganho e a largura de feixe a -3 dB. Para se conseguir regular as características de radiação da antena, dividiu-se os diretores da antena em duas partes iguais (“braços”) e colocou-se os mesmos em curto-circuito ou circuito aberto, através da utilização de díodos pin. A forma de realizar o curto-circuito e o circuito aberto dos diretores no programa de simulação CST MWS foi estabelecer uma distância entre os “braços” dos diretores, de modo a que quando essa distância é nula, os “braços” dos diretores estão em contato entre si estabelecendo-se o curto-circuito, caso estejam afastados com uma determinada distância, existirá um espaço vazio entre eles, realizando-se assim o circuito aberto. Tendo em vista a colocação dos diretores em curto-circuito ou circuito aberto, foram realizadas várias simulações no programa de simulação CST MWS. Iniciou-se por verificar a influência da distância entre os “braços” dos diretores (simulação do circuito aberto) nos diagramas de radiação da antena e no  $S_{11}$ . Após a visualização dessas simulações averiguou-se que o afastamento entre os “braços” dos diretores influencia as características de radiação da antena, validando-se assim o afastamento dos “braços” dos diretores na simulação do circuito aberto dos diretores. Como o afastamento entre os “braços” dos diretores tem influência nas características de radiação da antena e é de milímetros, o mesmo não poderia ser efetuado manualmente, porque levaria à ocorrência de erros e tornaria a antena pouco prática. A solução encontrada para a colocação dos diretores em curto-circuito e em circuito aberto foi recorrer à utilização de díodos. A função destes é efetuar a ligação entre os “braços” dos diretores, quando polarizado diretamente, isto é, efetuar a passagem de corrente entre os “braços” dos diretores de forma a estabelecer-se o curto-circuito e estabelecer o circuito aberto quando os díodos estão polarizados inversamente (não ocorre a passagem de corrente). Contudo, a introdução de díodos leva à necessidade de alterar a estrutura da antena, levando à introdução de novos elementos, abandonando assim a estrutura das antenas Yagi – Uda convencionais. Os elementos introduzidos são um circuito de polarização do díodo, uma placa de circuito impresso e díodos. A placa serviu de suporte físico para a solda dos díodos e dos “braços” dos diretores, enquanto o circuito de polarização foi utilizado para colocar os díodos na condução ou no corte, de modo a se estabelecer o curto-circuito ou o circuito aberto. As mudanças introduzidas tiveram como objetivo a exequibilidade da antena a nível prático, bem como torna-la mais funcional. Finda a sua construção, tal como na antena Yagi – Uda convencional, procedeu-se à medição do valor de  $S_{11}$  no *Network Analyser* e dos diagramas de radiação na câmara anecoica para as diferentes possibilidades dos diretores em curto-circuito e circuito aberto. Recorrendo a essas medições verifica-se que através do circuito de comutação (inversores) é possível colocar os diretores em curto-circuito ou em circuito aberto.

Das medições efetuadas verifica-se que a antena que apresenta o melhor nível de adaptação é a que tem o segundo e o quarto diretor em curto-circuito e a que tem o terceiro e o quarto diretor em curto-circuito. Analisando as medidas dessas duas configurações visualiza-se que a mudança de um diretor (o segundo pelo terceiro) leva a uma diferença nos ganhos e larguras de feixe a -3 dB obtidos. Se a antena possuir o segundo e o quarto diretor em curto-circuito apresenta um ganho de 5.83 dB e uma largura de feixe a -3 dB de 44°, enquanto a antena que possui o terceiro e o quarto diretor em curto-circuito passa a ter um ganho de 3.32 dB e uma largura de feixe a -3 dB de 37°. Após a análise de todas as medições realizadas, verifica-se que o primeiro diretor está a influenciar de forma acentuada as características de radiação da antena. Assim, a utilização dos díodos e dos inversores para colocar os diretores em curto-circuito ou em circuito aberto é validada.

Como se pode constatar a antena é constituída por vários elementos que possuem dimensões precisas e relativamente pequenas. Pelo fato dos elementos possuírem uma pequena dimensão, e ser necessário soldá-los a determinadas distâncias, torna a construção da antena um trabalho cuidadoso. Deste modo, pelo fato da estrutura da antena possuir diversos elementos de pequenas dimensões, que influenciam o desempenho da antena, torna a possibilidade de ocorrerem erros durante a sua construção considerável. As dificuldades de construção iniciam-se com a necessidade de aquisição de quatro placas de circuito impresso iguais entre si, nas quais tem de se efetuar um sulco de 1 mm ao longo das mesmas. Surgem novamente na fase da soldagem dos “braços” dos diretores, assim como, do díodo na placa de circuito impresso devido às suas dimensões e precisões, terminando na colocação dos fios de polarização dos díodos, que devem estar soldados no cobre da placa de circuito impresso e permanecer paralelos até chegarem ao circuito de polarização dos díodos.

Apesar das dificuldades encontradas na construção da antena, verifica-se que a antena construída tem um princípio de funcionamento válido, isto é, a presença e utilização dos díodos e consequentemente do circuito de polarização funcionam e permitem regular as características de radiação da antena. Afirmando-se assim que o objetivo da variação do ganho recorrendo ao curto-circuito e circuito aberto dos diretores foi alcançado.

Na elaboração desta dissertação foram utilizadas ferramentas imprescindíveis para o seu desenvolvimento. A que se destaca devido à sua grande utilização é o programa de simulação CST MWS, que permitiu realizar simulações das duas antenas em estudo, bem como verificar a influência dos elementos da antena no desempenho da mesma. A câmara anecoica e o *Network Analyser* presentes no IST foram mais duas ferramentas utilizadas, neste caso para a medição das características de radiação das antenas construídas.

Esta dissertação prova que esta antena pode ser fabricada e possui as características de radiação que foram propostas. Além disso permitiu-me adquirir experiência no dimensionamento, teste e construção de antenas, assim como, na aquisição de competências no uso de ferramentas informáticas como o CST MWS e nas medidas na câmara anecoica e no *Network Analyser*. Após a

realização desta dissertação, pode-se afirmar que os objetivos previamente traçados foram alcançados.

## **5.2 – Contribuições Originais**

Após a realização e análise desta dissertação verifica-se que existiram várias contribuições originais. Iniciou-se a dissertação com uma antena bastante conhecida, a antena Yagi – Uda convencional, sobre a qual vários estudos já foram realizados. Nessa antena verificou-se qual a influência da variação dos elementos constituintes da antena, analisando-se o comprimento do elemento refletor, do elemento ativo e dos diretores. Além disso, recorrendo ao programa de simulação CST MWS visualizou-se quais as características de radiação obtidas através da introdução de mais elementos diretores.

Após a simulação e medição das características de radiação da antena Yagi-Uda convencional, implementou-se uma nova antena que apesar do ponto de partida ser a antena Yagi-Uda convencional, a sua estrutura apresenta significativas diferenças. Desde logo a presença de díodos na estrutura da antena é uma inovação, pois na pesquisa efetuada sobre antenas não foi encontrada nenhuma referência a antenas que possuam tais componentes. A sua presença, assim como, do seu circuito de polarização permitem regular a largura de feixe a -3 dB e o ganho da antena. As antenas Yagi-Uda convencionais e as restantes antenas existentes no mercado permitem apenas um modo de operação, isto é, um modo de funcionamento, apresentando um ganho e uma largura de feixe a -3 dB constantes. A antena construída através do circuito de comutação (inversores) permite colocar os diretores da antena em curto-circuito ou em circuito aberto de forma a controlar as características de radiação da antena. Para isso basta colocar os inversores na posição cc, quando se pretende que estes estejam em curto-circuito e mudar para a posição ca quando se pretende colocar os diretores em circuito aberto. Deste modo é possível alterar e controlar o ganho e a largura de feixe da antena.

## **5.3 – Perspetivas de trabalho futuro**

Esta dissertação constitui um trabalho exploratório de um novo tipo de antena, com interesse para as Forças Armadas portuguesas, que oferece a possibilidade de comutação da largura de feixe a -3 dB e do ganho da antena a ser utilizada na navegação de um robot (ROVIM), cuja função é recolher informações durante ações de reconhecimento e vigilância em ambientes hostis.

Como desenvolvimento de trabalhos futuros prevê-se a possibilidade de construir uma antena planar, aproveitando o trabalho desenvolvido nesta dissertação, de forma a ser utilizada em futuras operações militares.

## Bibliografia

- [1] D. K. Cheng e C. A. Chen, "Optimum Element Spacings for Yagi-Uda Arrays," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, Vol. AP-21, pp. 615-623, Setembro, 1973.
- [2] C. A. Chen e D. K. Cheng, "Optimum element lengths for Yagi-Uda arrays," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, Vol. AP-23, pp. 8-15, 1975.
- [3] Y. Kuwahara, "Multiobjective Optimization Design of Yagi-Uda Antenna," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, Vol. 53, pp. 1984-1992, Junho, 2005.
- [4] [Em linha]. Disponível em: <http://273k.net/gsm/designing-and-building-a-gsm-antenna/yagi/>. [Acedido em 14 Julho 2012].
- [5] P. R. Grajek, B. Schoenlinner e G. M. Rebeiz, "A 24-GHz high-gain Yagi-Uda antenna array," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, Vol. 5, pp. 1257-1261, Maio, 2005.
- [6] D. Nascimento, R. Schildberg e J. d. S. Lacava, "Low-Cost Yagi-Uda Monopole Array," *Antennas and Propagation Laboratory, ITA, S. J. Campos, Brazil*, 2008.
- [7] H.-C. Huang, J.-C. Lu e P. Hsu, "A Simple Planar High-Directivity Yagi-Uda Antenna with a Concave Parabolic Reflector," *IEEE*, 2010.
- [8] T. Instruments. [Em linha]. Disponível em: [www.ti.com/lit/an/swra350/swra350.pdf](http://www.ti.com/lit/an/swra350/swra350.pdf). [Acedido em 20 Julho 2012].
- [9] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Estados Unidos da América: John Wiley & Sons, INC, 1997.
- [10] R. S. Elliot, *Antenna Theory and Design: Revised Edition*, New Jersey: John Wiley & Sons, INC, 2003.
- [11] J. F. Ramsey, "Lambda Functions for dipole applications," [Em linha]. Disponível em: [www.nome\\_site.com](http://www.nome_site.com). [Acedido em 2 Junho 2012].
- [12] A. C. d. C. Lima, *Fundamentos de Telecomunicações: Teoria Eletromagnética e Aplicações*, Salvador: P&A Editora, 2005.

- [13] J. D. Kraus, *Antennas*, Estados Unidos da América: McGraw-Hill Book Company, Inc, 1950.
- [14] J. P. A. P. R. Guerra, *Projecto, Realização e Teste de um Agregado de Antenas Helicoidais*, 2010.
- [15] Y. T. Lo e S. W. Lee, *Antenna Handbook*, Estados Unidos da América : Van Nostrand Reinhold, 1993.
- [16] [Em linha]. Disponível em:  
[http://www.araucariadx.com/downloads/5\\_encontro\\_dx/modelagem\\_quickyagi\\_PP5WG1.pdf](http://www.araucariadx.com/downloads/5_encontro_dx/modelagem_quickyagi_PP5WG1.pdf).  
 [Acedido em 16 Julho 2012].
- [17] U. Singh, M. Rattan e N. Singh, "Optimization of Gain and Impedance of Yagi-Uda Antenna Using Simulated Annealing," [Em linha]. Disponível em: [www.ieee.org](http://www.ieee.org). [Acedido em Maio 2012].
- [18] M. Khodier e M. Al-Aqil, "Design and optimization of Yagi-Uda antenna arrays," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 4, pp. 426-436, 2010.
- [19] E. A. Jones e W. T. Joines, "Design of Yagi-Uda Antennas Using Genetic Algorithms," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, Vol. 45, pp. 1386-1392, Setembro, 1997.
- [20] A. S. d. C. Fernandes, *Antenas de onda estacionária: Métodos e modelos de análise*, Lisboa: Fundação Calouste Gulbenkian, 1979.
- [21] D. L. Sengupta, "On Uniform and Linearly Tapered Long Yagi Antennas," *IRE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, pp. 11-17, janeiro, 1960.
- [22] P. F. plc., "<http://pt.farnell.com/>," 2007. [Em linha]. Disponível em:  
<http://www.farnell.com/datasheets/461152.pdf>. [Acedido em 08 08 2012].
- [23] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill Companies, 2007.
- [24] L. F. Luzia e M. C. Rodrigues. [Em linha]. Disponível em:  
[www.ime.usp.br/gold/cursos/2009/mac5758/LeandroMauricioHeuristica](http://www.ime.usp.br/gold/cursos/2009/mac5758/LeandroMauricioHeuristica). [Acedido em 15 Julho 2012].
- [25] D. Bertsimas e J. Tsitsiklis, "Simulated Annealing," *Statistical Science*, vol. 8, pp. 10-15, 1993.
- [26] [Em linha]. Disponível em: [http://www.grid-antenna.com/china-100w\\_directional\\_yagi\\_antenna\\_can\\_be\\_installed\\_vertical\\_or\\_horizontal\\_polarization-234398.html](http://www.grid-antenna.com/china-100w_directional_yagi_antenna_can_be_installed_vertical_or_horizontal_polarization-234398.html). [Acedido em 1 Junho 2012].

- [27] [Em linha]. Disponível em: [electronicadoindico.com](http://electronicadoindico.com). [Acedido em 1 Junho 2012].
- [28] [Em linha]. Disponível em: <http://www.antenna-theory.com/antennas/travelling/yagi.php>. [Acedido em 1 Junho 2012].
- [29] [Em linha]. Disponível em: <http://picsdesigns.com/wp-content/uploads/2012/03/Yagi-Antenna-Design2.jpg>. [Acedido em 1 Junho 2012].
- [30] D. Correia, A. J. M. Soares e M. A. B. Terada, "Optimization of Gain, Impedance and Bandwidth in Yagi-Uda Antennas Using Genetic Algorithm," *IEEE*, pp. 41-44, Abril, 1999.
- [31] [Em linha]. Disponível em: ([http\\_www.mtmscientific.com\\_yagi.html](http://www.mtmscientific.com_yagi.html)). [Acedido em 1 Junho 2012].
- [32] M. T. Sperotto, *Otimização do projeto da antena Yagi-Uda utilizando o método de Gauss-Newton*, 2009.
- [33] H.-C. Huang, J.-C. Lu e P. Hsu, "A Simple Planar High-Directivity Yagi-Uda Antenna with a Concave Parabolic Reflector," *IEEE*, 2010.

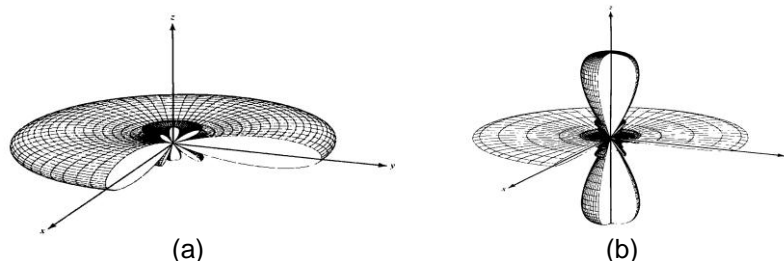
## Anexo A

### Agregado de radiação transversal

Várias aplicações necessitam que o agregado tenha o máximo de radiação normal ao eixo de orientação do mesmo, isto é, que na figura 2.4,  $\theta=90^\circ$ . Para isso, tem de se ter em atenção a distância de separação entre elementos, bem como a excitação individual dos elementos constituintes do agregado.

Tendo em consideração que o fator de agregado obtém o seu máximo para  $\psi=0^\circ$  e que se pretende  $\theta=90^\circ$ , perante [9], para que não existam mais máximos sem ser na direção pretendida, a distância entre elementos tem de ser menor que o comprimento de onda.

A figura A.1 representa o diagrama de radiação de um agregado, que apresenta uma distância entre elementos (a) menores que o comprimento de onda ( $d<\lambda$ ) e (b) maiores que o comprimento de onda ( $d>\lambda$ ).



**Figura A.1 - Diagrama de radiação de um agregado de radiação transversal com distância entre elementos (a)  $d<\lambda$  (b)  $d>\lambda$  [9]**

### Agregado de radiação longitudinal

Para o agregado de radiação transversal, pretende-se obter apenas um máximo para  $\theta=90^\circ$ . Como se pode observar na figura A.1, o máximo de radiação ocorre para  $\theta=90^\circ$ , para os restantes ângulos os valores da radiação são nulos ou inferiores face ao valor obtido para  $\theta=90^\circ$ .

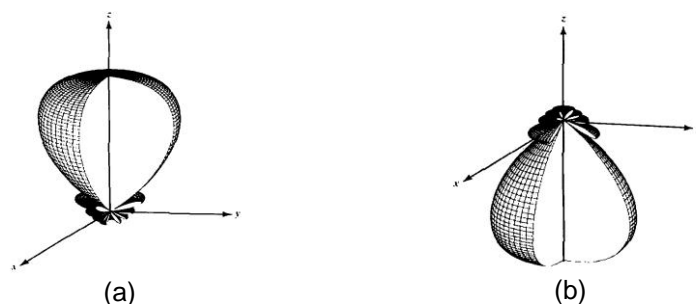
No caso do agregado de radiação longitudinal, o objetivo é diferente. Pretende-se obter o máximo de radiação para  $\theta=0^\circ$  ou  $\theta=180^\circ$  na figura 2.4. Pretende-se que este agregado seja mais diretivo que o anterior, radiando ao longo do eixo do agregado.

Tendo em atenção que  $\psi=Kd\cos(\theta)+\beta$  e a orientação do campo máximo a obter (valor do ângulo  $\theta$ ), é possível determinar o valor de  $\beta$  a utilizar [9].

- Se pretender-se direcionar o máximo de radiação para  $\theta=0^\circ$ :  $\beta = -Kd$
- Se pretender-se direcionar o máximo de radiação para  $\theta=180^\circ$ :  $\beta = Kd$



A figura A.2 representa o diagrama de radiação a três dimensões de um agregado de radiação longitudinal, com máximos para  $\theta=0^\circ$  e para  $\theta=180^\circ$ .



**Figura A.2 - Diagrama de radiação a três dimensões de um agregado de radiação longitudinal, com máximos para (a)  $\theta=0^\circ$  [9] (b)  $\theta=180^\circ$  [9]**

Referir que o diagrama de radiação nos agregado de radiação longitudinal é influenciado não só pelo valor de  $\beta$ , que direciona o máximo para  $\theta=0^\circ$  ou  $\theta=180^\circ$ , mas também, pela distância entre elementos [9]. Obtém-se apenas um máximo quando a distância entre elementos for inferior a meio comprimento de onda. Se a distância igualar esse valor ( $d=\lambda/2$ ), obtém-se máximos para  $\theta=0^\circ$  e  $\theta=180^\circ$ . No entanto, se a distância for múltiplo do comprimento de onda ( $d=n\lambda$ , com  $n=1,2,\dots$ ), obtém-se máximos para  $\theta=0^\circ$  e  $\theta=180^\circ$  e noutras direções [9].

Como o objetivo é obter uma antena diretiva, apresenta-se apenas as equações relativas a agregados de radiação longitudinal (tabela A.1 e tabela A.2).

**Tabela A.1 - Máximos, nulos, pontos a -3 dB e máximos dos lóbulos secundários do agregado de radiação longitudinal de amplitude uniforme [9]**

Nulos	$\theta_n = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{n\lambda}{Nd} \right)$ , com $n = 1,2,3, \dots$ e $n \neq N, 2N, 3N, \dots$
Máximos	$\theta_m = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{m\lambda}{d} \right)$ , com $m = 0,1,2,3, \dots$
Pontos a -3dB	$\theta_h \cong \cos^{-1} \left( 1 - \frac{1.391\lambda}{\pi dN} \right)$ , com $\pi d/\lambda \ll 1$
Lóbulos secundários	$\theta_s \cong \cos^{-1} \left( 1 - \frac{(2s+1)\lambda}{2dN} \right)$ , com $\pi d/\lambda \ll 1$ e $s = 1,2,3, \dots$

**Tabela A.2 - Larguras de feixes para agregados de radiação longitudinal de amplitude uniforme [9]**

Largura de feixe entre primeiros nulos	$\theta_n = 2 \cos^{-1} \left( 1 - \frac{\lambda}{Nd} \right)$
Largura de feixe -3dB	$\theta_h \cong 2 \cos^{-1} \left( 1 - \frac{1.391\lambda}{\pi dN} \right)$ , com $\pi d/\lambda \ll 1$

## Anexo B

A disposição dos elementos num agregado de antenas, assim como a distância entre eles tem influência no valor das impedâncias mútuas.

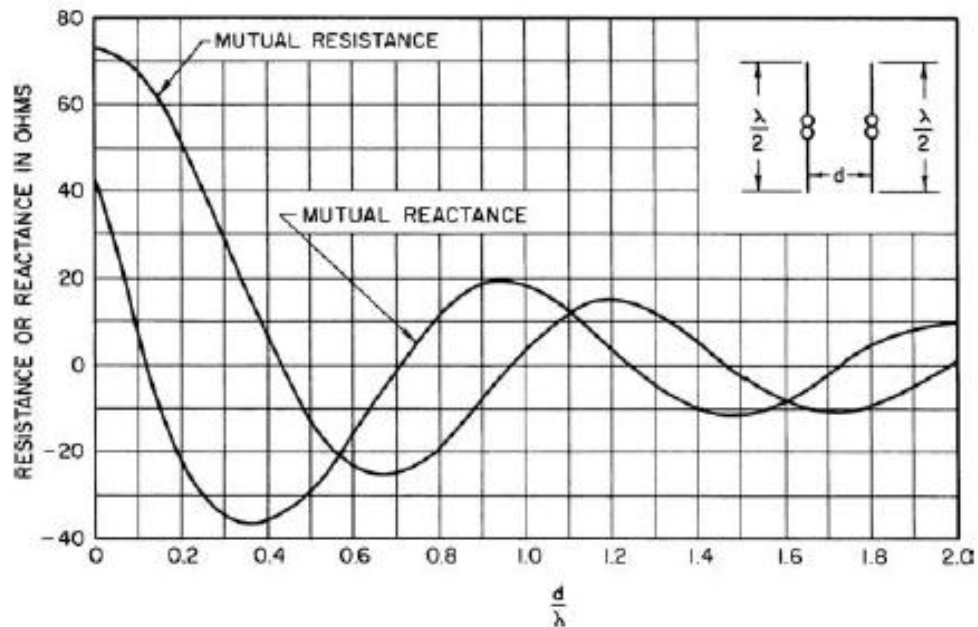


Figura A.3 - Impedância mútua entre antenas paralelas de comprimento  $\lambda/2$  [23]

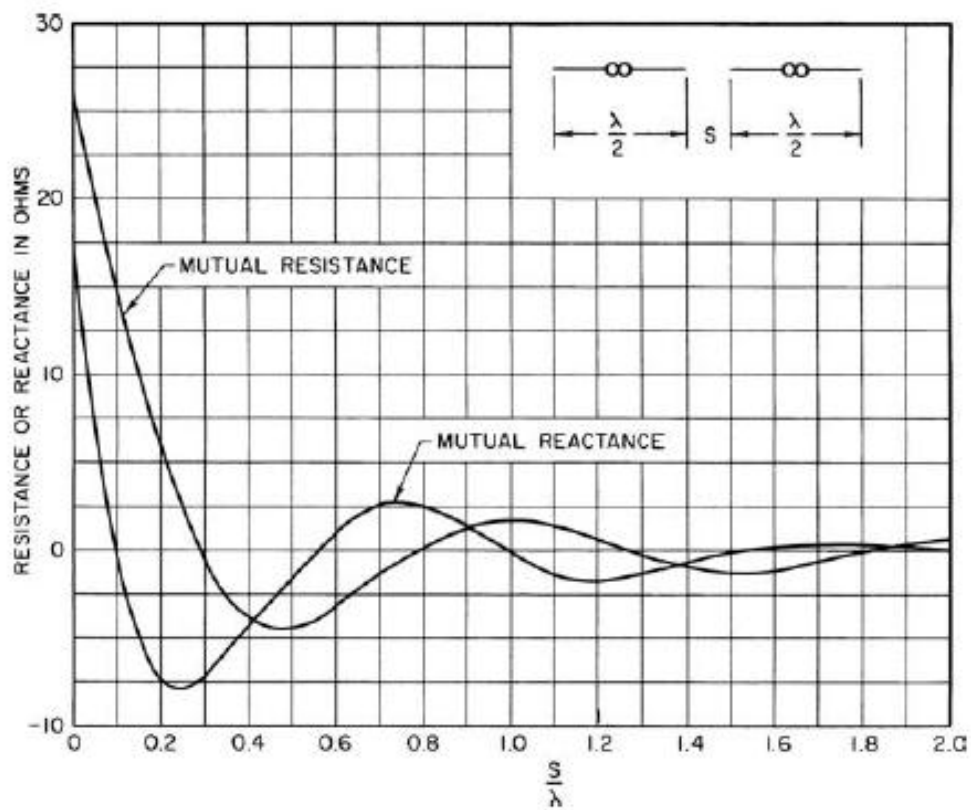


Figura A.4 - Impedância mútua entre antenas colineares de comprimento  $\lambda/2$  [23]

## Anexo C

### Algoritmos genéticos

Os algoritmos genéticos são uma classe de técnicas de procura de soluções que utilizam o mecanismo de seleção natural e genética, conceito abordado e introduzido por Darwin em biologia, para conduzir uma procura global de uma solução. Os algoritmos genéticos começam com a procura de uma solução num conjunto de soluções possíveis geradas aleatoriamente que satisfazem os propósitos do problema em análise (diversidade de soluções). Cada solução de dimensionamento da antena é avaliada utilizando o método dos momentos, e colocada por ordem de preferência tendo em consideração o quão próximo estão do desempenho desejado (características de radiação de antena). As melhores soluções são “cruzadas” e surgem novas soluções que se esperam melhores que as anteriores, funcionando assim como uma recombinação das soluções e seleção natural ao longo do tempo. O processo de procura da solução final repetir-se-á até que seja atingido o critério de paragem previamente definido [19]. O fluxograma do algoritmo pode ser visualizado na figura A.5.

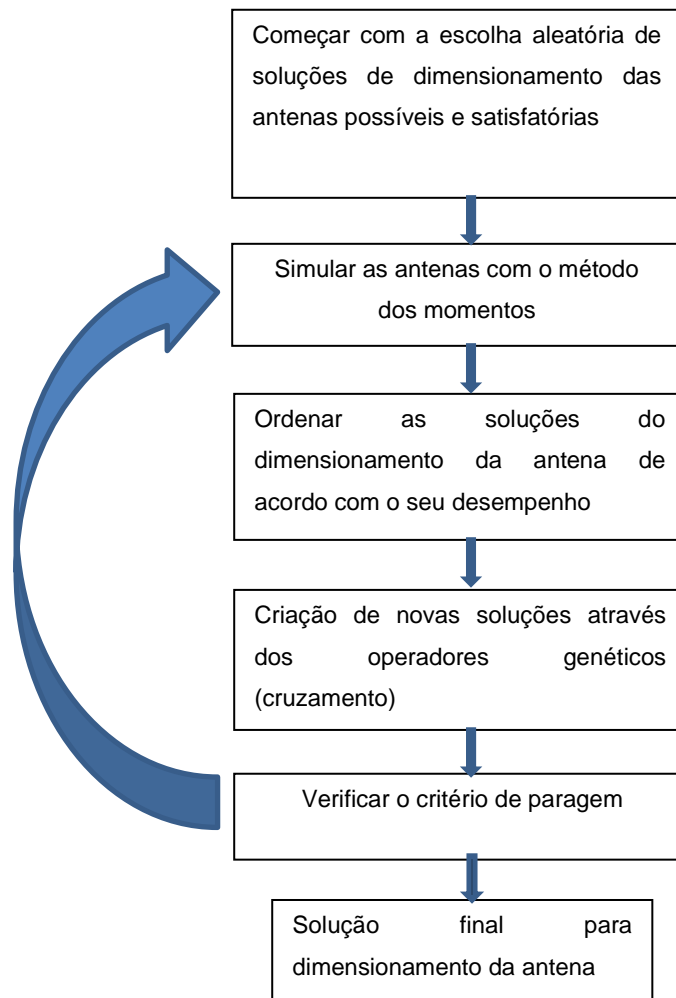


Figura A.5 – Fluxograma do algoritmo genético [19]

Posteriormente, os algoritmos genéticos passaram a ser designados com o termo algoritmo evolucionário [24].

### **PSO (*particle swarm optimisation*)**

O PSO tal como o algoritmo anterior é uma técnica na qual são geradas aleatoriamente um conjunto de soluções para o problema. No entanto, não utiliza a “seleção natural” para a procura da solução final, baseia-se em comportamento coletivos, geralmente associados a bandos de pássaros e cardumes. Neste algoritmo uma população estática (conjunto de soluções possíveis para resolução do problema) é mantida, e os seus membros possuem propriedades modificadas (como posição e velocidade) em resposta a novas descobertas ao longo das iterações [24].

Para a implementação do algoritmo terá que ser introduzido o termo partículas, que designam as soluções candidatas para resolução do problema. Cada partícula está associada a uma posição e possui uma velocidade.

As partículas são inicializadas em posições e com velocidades escolhidas aleatoriamente. Outras informações adicionais também serão armazenadas [24]:

- Para cada partícula, está guardada a melhor posição da própria partícula;
- A melhor posição de qualquer partícula até ao momento.

A cada iteração do algoritmo são executadas as seguintes operações:

- Análise da qualidade da posição de cada partícula e atualização da melhor posição, caso necessário;
- Atualização do vetor velocidade para cada partícula
- Atualização da posição de cada partícula com base no vetor velocidade calculado no tópico anterior.

### **Simulated Annealing**

Este algoritmo será o último a ser abordado. O *Simulated Annealing* é um método probabilístico que resolve problemas de otimização, baseando-se na procura de soluções a partir de uma solução inicial criada de forma aleatória. O processo de “annealing” poder-se-á dizer que é um processo de “recozimento”, consiste em aquecer um metal até ao ponto de fusão e arrefecê-lo lentamente, permitindo assim a formação de uma estrutura cristalina com poucos defeitos [25].

No decorrer do arrefecimento, várias iterações vão ocorrendo e a cada iteração são geradas duas soluções, a atual e uma outra solução. Após a escolha da outra solução que não a atual, ocorrerá uma comparação das soluções, sendo aceite a melhor. Poderão ser aceites soluções piores que a atual com o intuito de que em futuras iterações se venha a obter uma solução melhor [24].

Na tabela A.3 estão apresentados dimensionamentos de antenas Yagi-Uda recorrendo a diferentes métodos de simulação de modo a obter o máximo ganho.

**Tabela A.3 - Ganhos de antenas Yagi – Uda de seis elementos obtidos por diferentes técnicas experimentais [17]**

Elemento	Particle Swarm Optimization		Evolutionary Algorithms		Simulated Annealing	
	Comprimento	Espaçamento	Comprimento	Espaçamento	Comprimento	Espaçamento
Refletor	0.242 $\lambda$	_____	0.246 $\lambda$	_____	0.244 $\lambda$	_____
Ativo	0.234 $\lambda$	0.183 $\lambda$	0.287 $\lambda$	0.191 $\lambda$	0.254 $\lambda$	0.155 $\lambda$
Diretor 1	0.221 $\lambda$	0.228 $\lambda$	0.221 $\lambda$	0.250 $\lambda$	0.220 $\lambda$	0.261 $\lambda$
Diretor 2	0.212 $\lambda$	0.4151 $\lambda$	0.213 $\lambda$	0.330 $\lambda$	0.213 $\lambda$	0.383 $\lambda$
Diretor 3	0.2101 $\lambda$	0.405 $\lambda$	0.209 $\lambda$	0.363 $\lambda$	0.210 $\lambda$	0.425 $\lambda$
Diretor 4	0.214 $\lambda$	0.384 $\lambda$	0.217 $\lambda$	0.367 $\lambda$	0.214 $\lambda$	0.384 $\lambda$
Ganho (dBi)	13.84		13.7		13.85	
Z( $\Omega$ )	3.9 + j 24.19		39.83 + j 174.13		4.63+j 84.81	

Na tabela A.4 está representado o dimensionamento de antenas Yagi – Uda tendo em conta um algoritmo e diferentes otimizações de características da antena.

**Tabela A.4 - Dimensionamento de antenas Yagi - Uda para otimização do ganho e para a otimização do ganho e impedância a 50  $\Omega$  [19]**

Elemento	Algoritmo genético otimizado para ganho		Algoritmo genético otimizado para ganho e Z = 50 $\Omega$	
	Comprimento	Espaçamento	Comprimento	Espaçamento
Refletor	0.252 $\lambda$	_____	0.239 $\lambda$	_____
Ativo	0.301 $\lambda$	0.101 $\lambda$	0.225 $\lambda$	0.182 $\lambda$
Diretor 1	0.221 $\lambda$	0.321 $\lambda$	0.224 $\lambda$	0.152 $\lambda$
Diretor 2	0.219 $\lambda$	0.274 $\lambda$	0.217 $\lambda$	0.229 $\lambda$
Diretor 3	0.210 $\lambda$	0.428 $\lambda$	0.211 $\lambda$	0.435 $\lambda$
Diretor 4	0.211 $\lambda$	0.435 $\lambda$	0.220 $\lambda$	0.272 $\lambda$
Ganho (dBi)	13.60		12.58	
Z( $\Omega$ )	6.14 + j 216.21		49.64 – j 5.08	

## Anexo D

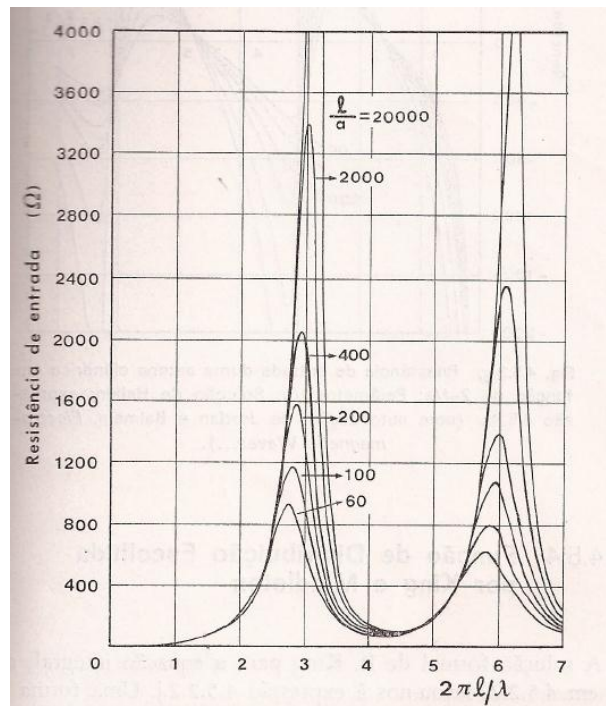


Figura A.6 – Resistência de entrada duma antena cilíndrica em função de  $2\pi/\lambda$  [20]

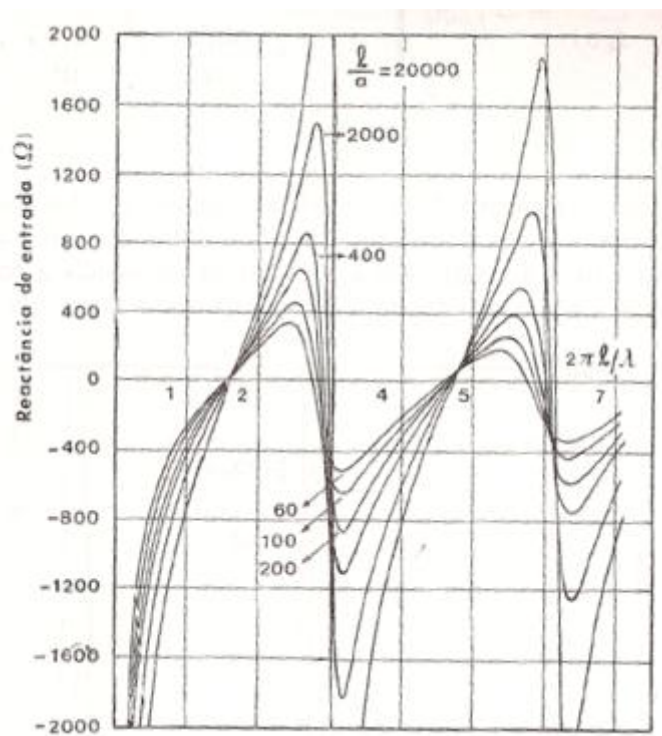


Figura A.7 – Reatância de entrada duma antena cilíndrica em função de  $2\pi/\lambda$  [20]

## Anexo E

Para a determinação do ganho da antena é necessário utilizar cornetas de calibração nos dois planos de radiação. Na figura A.8 está representada a curva de calibração da corneta no plano E, sendo que a figura A.9 representa a curva de calibração da corneta no plano H.

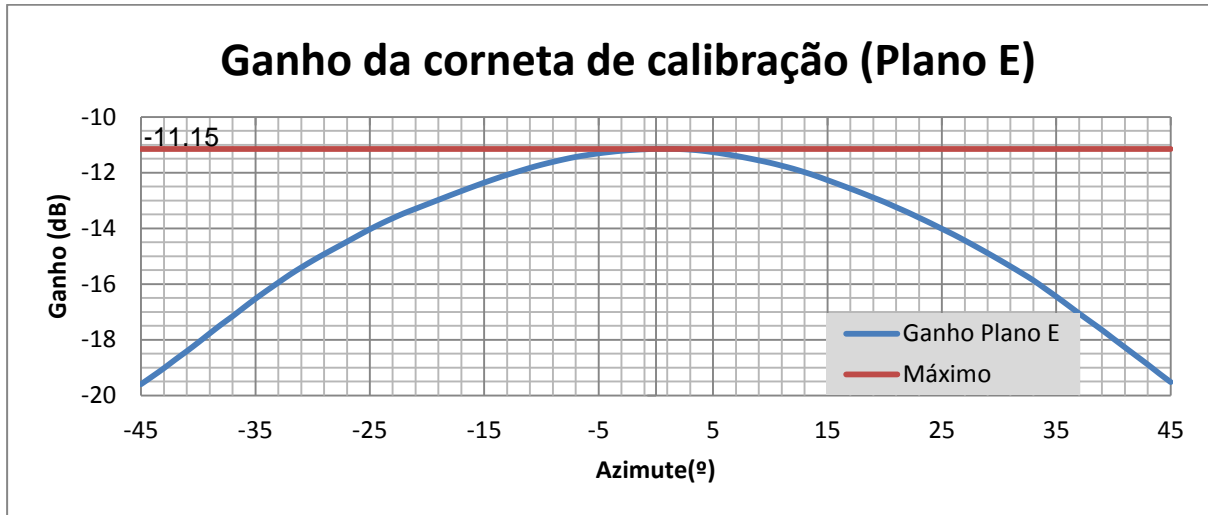


Figura A.8 – Corneta de calibração no plano E

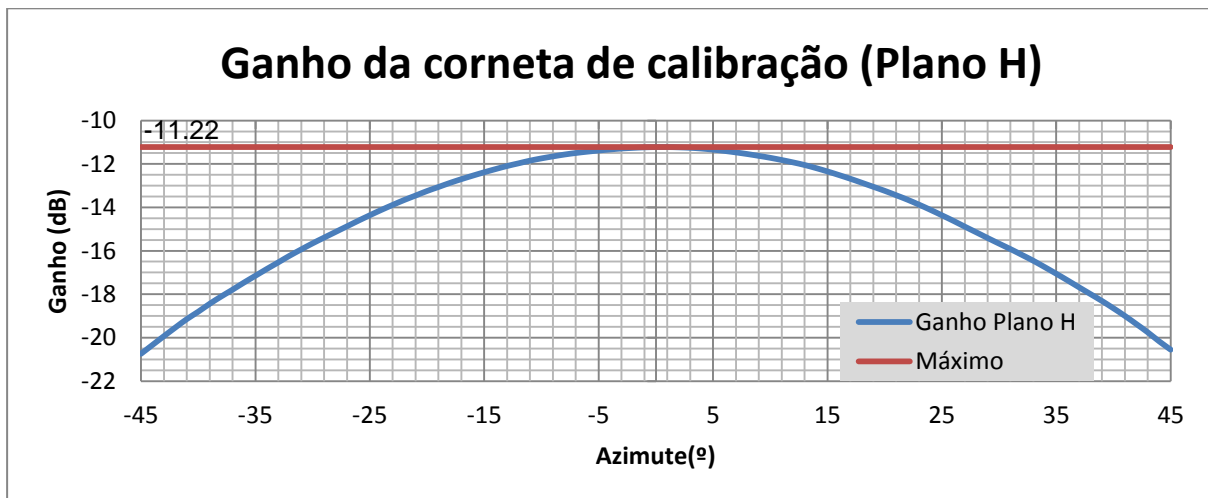


Figura A.9 - Corneta de calibração no plano H

Pode observar-se que no plano E o ganho da corneta é de -11,15 dB e no plano H é de -11,22 dB. Através dos valores anteriores e com o ganho de catálogo da corneta de calibração, chega-se ao ganho real da antena. A expressão que permite obter o ganho é a seguinte:

$$G_{real} = G_{CA} + G_{corneta} - G_{E/H} [dB]$$

Onde  $G_{CA}$  representa o valor obtido na câmara anecoica,  $G_{corneta}$  é o ganho de catálogo da corneta e  $G_{E/H}$  é o ganho obtido pela corneta no respetivo plano.

## Anexo F

Uma antena Yagi – Uda com quatro diretores tem dezasseis possibilidades para os diretores estarem em curto-circuito e circuito aberto. Na tabela A.5 estão indicadas todas as possibilidades, exceto duas, a que apresenta todos os diretores em curto – circuito e a que não tem nenhum diretor em curto – circuito.

**Tabela A.5 – Diferentes configurações dos diretores**

Apenas um diretor em curto - circuito
1º diretor em curto - circuito
2º diretor em curto - circuito
3º diretor em curto - circuito
4º diretor em curto - circuito
Dois diretores em curto - circuito
1º e 2º diretor em curto - circuito
1º e 3º diretor em curto - circuito
1º e 4º diretor em curto - circuito
2º e 3º diretor em curto - circuito
2º e 4º diretor em curto - circuito
3º e 4º diretor em curto - circuito
Três diretores em curto - circuito
1º, 2º e 3º diretor em curto - circuito
1º, 2º e 4º diretor em curto - circuito
1º, 3º e 4º diretor em curto - circuito
2º, 3º e 4º diretor em curto - circuito



## Anexo G

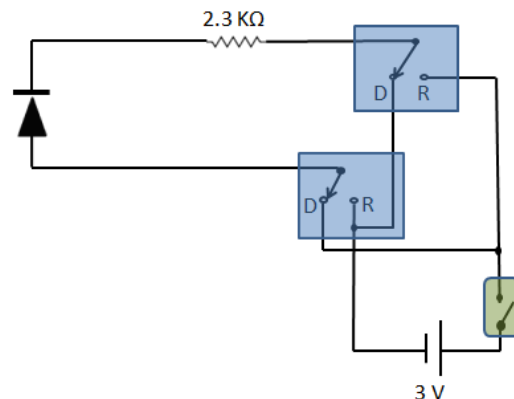


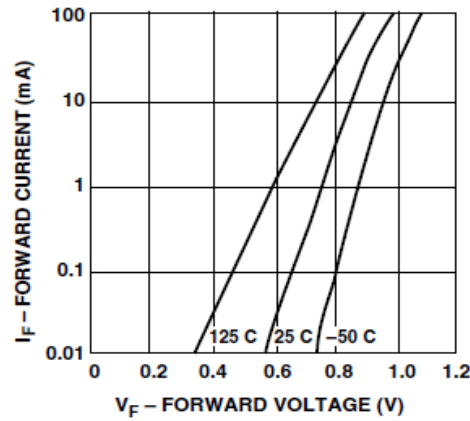
Figura A.10 – Circuito de polarização do díodo



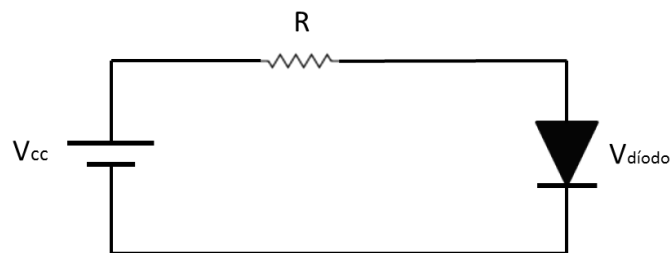
Figura A.11 – Inversores da antena

O **R** da figura A.10 indica-nos que quando o inversor bipolar (retângulos a azul) se encontra nessa posição, o díodo está polarizado **Reversamente** e por isso não conduz. Para que ocorra a condução, o inversor bipolar tem de se encontrar na posição **D**, porque só assim o díodo está polarizado no modo **Direto**. Assim, a letra **R** corresponde ao corte do díodo, não existindo condução de corrente, estando por isso a desempenhar o papel de circuito aberto entre os “braços” dos diretores (posição ca da figura A.11) e a letra **D** corresponde à condução de corrente no díodo, efetuando-se assim o curto-circuito entre os “braços” dos diretores (posição cc da figura A.11). A fonte de alimentação utilizada para a polarização dos díodos foi uma pilha de 3 V. Na figura A.10 está um retângulo verde que é o inversor unipolar que permite ligar e desligar o circuito de modo a aumentar o tempo de duração da pilha. O circuito está ligado quando o inversor inferior da figura A.11 se encontra na posição ON e desligado quando está no OFF.

No circuito de polarização da figura A.10 está presente uma resistência, cujo objetivo é evitar que o díodo se queime quando está a conduzir. O seu valor foi determinado recorrendo à figura A.12 e à figura A.13



**Figura A.12 – Forward current vs Forward voltage**



**Figura A.13 – Díodo e fonte de polarização do díodo**

Tendo em consideração as duas figuras anteriores e que ao díodo está associado uma resistência, figura A.13, a equação utilizada para determinar o valor dessa resistência é a seguinte:

$$V_{cc} = Ri + V_{diodo}$$

Admitindo uma corrente de 1 mA, através da figura A.12 a 25°C verifica-se que a tensão do díodo ( $V_{diodo}$ ) tem um valor de 0.7 V, sendo que  $V_{cc}$  é o valor de tensão utilizado na polarização do díodo, ou seja, 3 V. Assim, resolvendo a equação em ordem a R, obtém-se o valor da resistência, ou seja, a resistência do circuito de polarização do díodo será de 2.3 KΩ.

## Anexo H

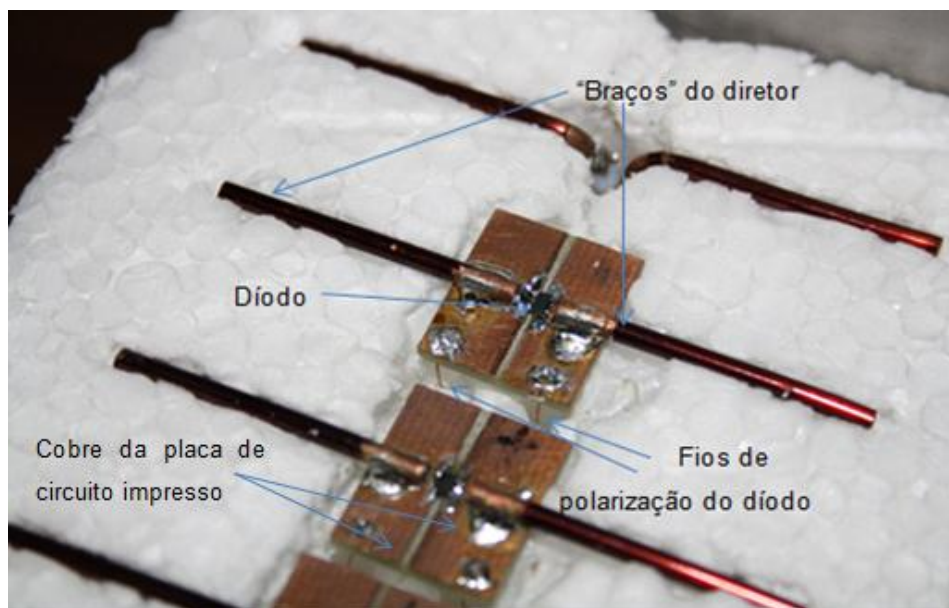


Figura A.14 – Pormenor da antena com díodos

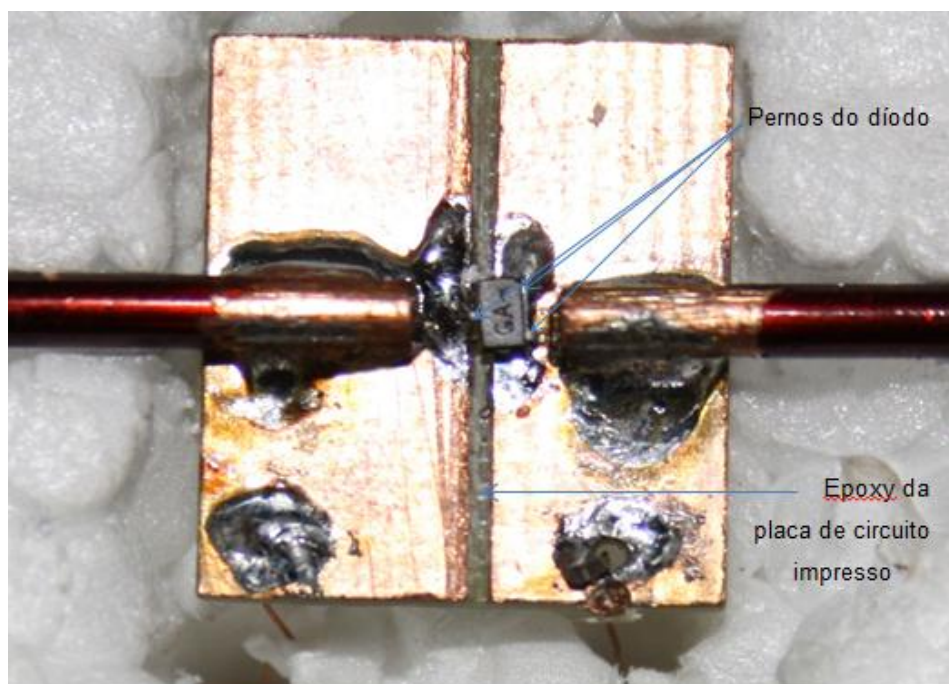


Figura A.15 – Pormenor do díodo